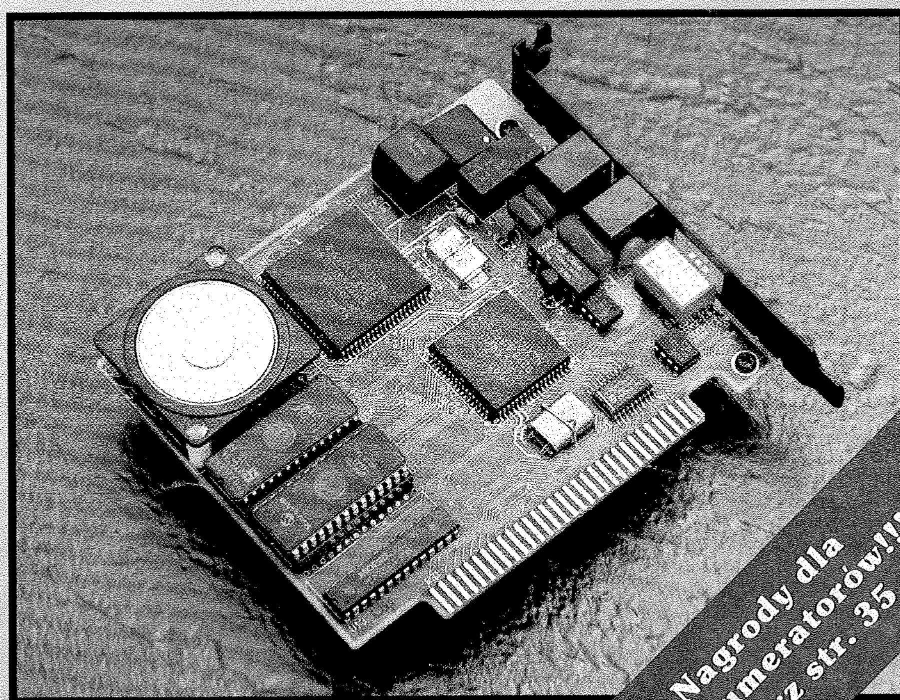
ELEKTRONIK
NOWY

miesięcznik elektroników 11/93
cena 13.900 zł
nr ind. 367141

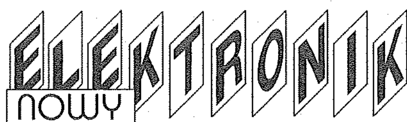
SLEEP-TIMER do układów zdalnego sterowania

Prosty syntezator mowy



Nagrody dla prenumeratorów!!! patrz str. 35

W NUMERZE



Miesięcznik 11/1993 (50)
Rok czwarty
Listopad 1993
Nakład 40.000 egz.
Numer zamknięto 23.09.1993
Cena 1 egz. 13.900 zł
Nr ind. 367141

Wydawca
P.W. „ARTCOM"

Adres redakcji:
82-300 Elbląg, ul. Browarna 85
skr. poczt. 100
tel./fax 34-18-84 wew. 32
tlx 057302

Redagują:
Jarosław Bereda, Wiesława Oleszczuk,
Ryszard Świątkowski – red. naczelny

Laboratorium elektroniczne
tel. 34-18-84 wew. 31

Stali współpracownicy:
Dariusz Bieńkowski, Jarosław Choma, Witold Dąbrowski, Robert Krzysztofek, Andrzej Kusiak, Zbigniew Pędzik, Stefan Połom, Henryk Szałkiewicz, Sławomir Szczęśniewicz, Aleksander Rode, Witold Wrotek

Opracowanie graficzne i DTP
P.W. „ARTCOM"
Mariusz Kołtun
Janusz Mikowicz

Naświetlenia:
P.P.N.H. „EXPLONAFT" Sp. z o.o.
01-685 Warszawa, ul. Stachury 4

Druk:
HELDRUK
82-200 Malbork, ul. Partyzantów 3B
tel. (0-55) 37-09

Redakcja zastrzega sobie prawo dokonywania skrótów oraz adiustacji nadesłanych materiałów.

BLANKIET DLA PRENUMERATORÓW

Warunki prenumeraty czasopism technicznych wydawanych przez P.W. „ARTCOM"

1. Przyjęcie – wyłącznie na podstawie wpłaty na blankietach wydrukowanych w miesięcznikach: „NOWY ELEKTRONIK", „ELEKTRONIK HOBBY" i „ŚWIAT PC – tów" lub na blankietach bankowych z zaznaczeniem tytułu czasopisma.
2. Dane na blankiecie – dokładny i czytelnie napisany adres zamawiającego.
3. Wpłaty – zgodnie z podanymi cenami, należy dokonać w bankach lub placówkach pocztowych.

Pokwitowanie dla Wpłacającego

zł ....
słownie ....
wpłacający ....
dokładny adres

Na rachunek: **P.W. „ARTCOM" Elbląg, ul. Browarna 85**

B.P. PKO oddział w Elblągu R-k nr 17516-38276-136

Opłata zł..........
datownik podpis przyj.

Pokwitowanie dla Posiadacza r-ku

zł ....
słownie ....
wpłacający ....
dokładny adres

Na rachunek: **P.W. „ARTCOM" Elbląg, ul. Browarna 85**

B.P. PKO oddział w Elblągu R-k nr 17516-38276-136

Opłata zł..........
datownik podpis przyj.

Pokwitowanie dla Banku

zł ....
słownie ....
wpłacający ....
dokładny adres

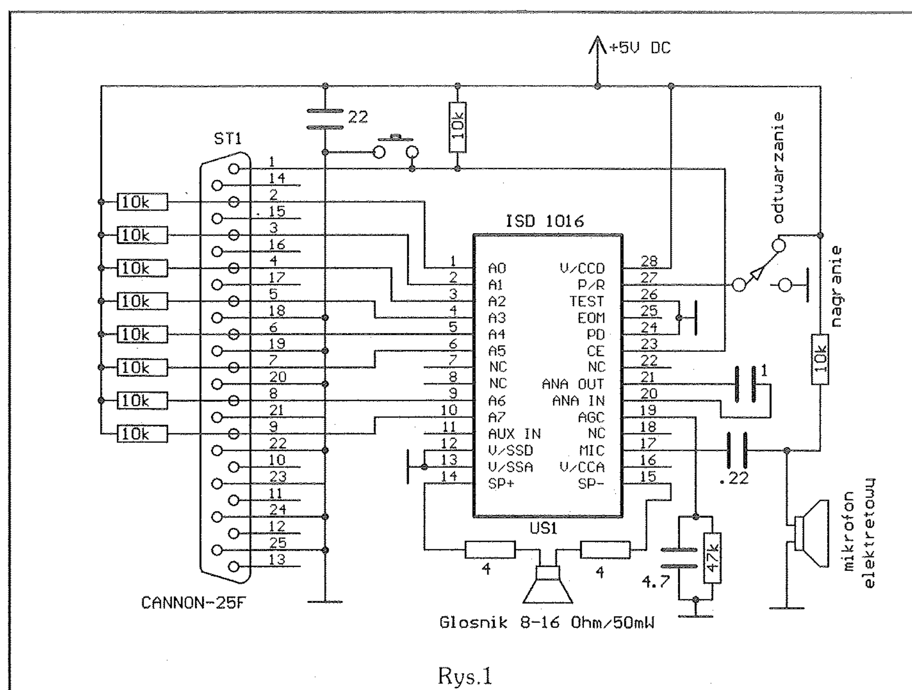
Na rachunek: **P.W. „ARTCOM" Elbląg, ul. Browarna 85**

B.P. PKO oddział w Elblągu R-k nr 17516-38276-136

Opłata zł..........
datownik podpis przyj.

Prosty syntezator mowy

Produkowane przez amerykańską firmę ISD (Information Storage Devices) układy serii ISD1000 i ISD2000 służą do zapisu i przechowywania sygnału analogowego. Zapisana informacja może być przechowywana do 100 lat po odłączeniu zasilania. Dzięki zastosowaniu technologii DAST (Direct Analog Storage Technology) objętość pamięci potrzebnej do zapamiętania sygnału analogowego jest



Rys.1

średnio 10 razy mniejsza niż przy zwykłym zapisie w pamięci cyfrowej. Podstawowe parametry układów ISD podaje tabela 1. Schemat blokowy układu ISD1016 przedstawiono w NE 9/93 w art. pt. ˝Nowy syntezator mowy ISD1016˝, a opis wyprowadzeń umieszczono w tabeli 2.

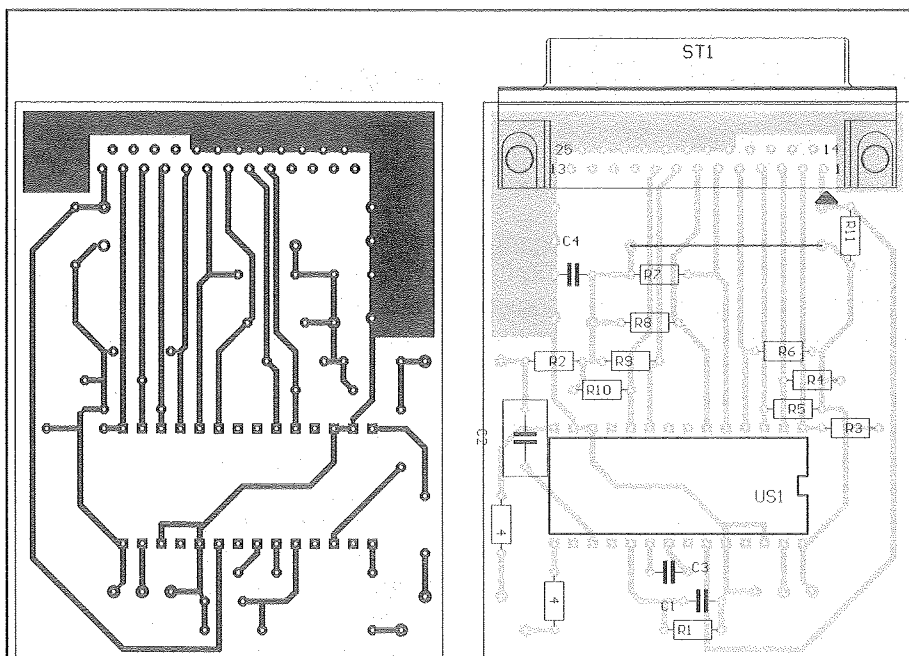
Układ ISD posiada wbudowany wzmacniacz mikrofonowy z układem automatycznej regulacji wzmocnienia, oraz niezależny przedwzmacniacz używany wtedy, gdy zapisywany sygnał podawany jest ze źródła innego niż mikrofon. Po przejściu przez filtr ograniczający pasmo sygnał jest próbkowany i zapisywany w analogowej pamięci EEPROM. Pojedynczą komórkę pamięci stanowi jeden tranzystor MOS, gromadzący podczas zapisu ładunek elektryczny na tzw. pływającej bramce, czyli doskonale izolowanej okładce kondensatora umieszczonej nad kanałem tranzystora. Ładunek na bramce gromadzony jest dzięki tunelowaniu elektronów przez warstwy izolacyjne, po przyłożeniu do nich odpowiednio wysokiego napięcia, generowanego w układzie. Przewodność kanału tranzystora MOS (łączącego źródło z drenem) zależy od ładunku zgromadzonego na bramce. Podczas nagrywania ustala się ładunek bramki odpowiadający wartości próbki sygnału. Dzięki doskonałej izolacji ładunek bramki utrzymuje się bez zmian przez co najmniej sto lat. Tranzystor MOS stanowi więc specyficzny układ Sample-Hold. Podczas odtwarzania wartość przewodności kanału jest przetwarzana na napięcie o wartości równej próbce. Takich komórek jest w układach serii ISD1000 128 tysięcy, a w serii ISD2000 już 480 tysięcy. W ISD 1016 pamięć podzielona jest na 160 w pełni adresowalnych partycji po 800 komórek każda. Przy częstości próbkowania 8kHz daje to 0.1 sek. na partycję, czyli 16 sekund z całej pamięci. Odczytywany z pamięci sygnał przechodzi przez filtr wygładzający i jest podawany na wewnętrzny wzmacniacz mocy z wyjściem symetrycznym, pozwalający na wysterowanie małego głośnika (moc wyjściowa układów ISD wynosi 50mW). Zniekształcenia harmoniczne są nie większe od 2%. Dodatkowo istnieje możliwość dołączenia zewnętrznego sygnału, który będzie podawany na głośnik zawsze, gdy nie odczytujemy sygnału z pamięci. Umożliwia to automatyczny wewnętrzny multiplekser analogowy. W przypadku, gdy chcemy wysterować głośnik o większej mocy, sygnał wyjściowy może być wzmocniony. Rozdzielenie galwaniczne części analogowej i cyfrowej umożliwia ich niezależne zasilanie i redukcję zakłóceń.

Prostota konstrukcji i łatwość stosowania stwarza szerokie możliwości w dziedzinie zastosowań układów ISD : od urządzeń zapowiadających, przez automatyczne sekretarki czy zabawki, do urządzeń alarmowych. W przedstawionym zastosowaniu wykorzystano możliwość swobodnego adresowania komunikatów do budowy prostego syntezatora mowy.

Trzydzieści pięć najczęściej występujących w języku polskim fonemów wpisano do partycji pa-

Tabela 1.
Podstawowe parametry układów ISD serii 1000 i 2000

Układ	Czas zapisu [sek]	Częstotl. próbkowania [kHz]	Ograniczenie pasma [kHz]	Liczba komórek pamięci [tys.]
ISD1012	12	10.60	4.5	128
ISD1016	16	8.00	3.4	128
ISD1020	20	6.40	2.7	128
ISD2560	60	8.00	3.4	480
ISD2575	75	6.40	2.7	480
ISD2590	90	5.33	2.3	480
ISD25120	120	4.00	1.7	480



Rys. 2 Płytka drukowana i rozmieszczenie elementów

mięci o długości 0.2 sek. każda, pod kolejnymi adresami : 0, 2, 4, 6 ...itp. aż do 64. Synteza mowy odbywa się metodą ''składania z klocków''. Aby usłyszeć słowo ''ala'' musimy wykonać następujące czynności : przesłać do wejść A0–A9 układu adres litery ''a'', uruchomić odtwarzanie, przesłać adres litery ''l'', uruchomić odtwarzanie, przesłać adres litery ''a'', uruchomić odtwarzanie. Układ automatycznie zatrzymuje odtwarzanie na początku każdego następnego komunikatu. Aby jednak nie uruchomić odtwarzania następnego fonemu w czasie trwania poprzedniego, instrukcje uruchomienia odtwarzania muszą być oddzielone przerwami o długości 0.2 sek. (układ pracuje w czasie rzeczywistym). Opisany sposób syntezy mowy jest nieco sztuczny, gdyż nie uwzględnia różnic w czasie trwania fonemów w zależności od danego słowa, jego miejsca w zdaniu oraz akcentu. Nie uwzględnia się również akcentów melodycznych.

Układ elektroniczny syntezatora mowy (rys.1.) jest bardzo prosty i składa się poza ISD1016 tylko z 4 kondensatorów, 12 oporników oraz mikrofonu elektretowego. Do zasilania wykorzystano napięcie +5V z zasilacza komputera.

Do adresowania pamięci i uruchomienia odtwarzania używane jest wyjście drukarkowe komputera. Przykładowy program napisany w języku Turbo Pascal 6.0 umożliwia nagranie fonemów o ustalonym czasie trwania 0.2 sek. (procedura nagranie) oraz ''czytanie'' wciskanych przez operatora klawiszy. Należy pamiętać o właściwym położeniu przełącznika P1 podczas nagrywania i odtwarzania. Procedura powiedz może być wykorzystana również np. do czytania tekstu z ekranu, mówienia zadanych wcześniej komunikatów itp. Wszystkie wartości opóźnień w programie (funkcja delay) są dobrane dla komputera IBM XT. Komputery z szybszym zegarem wymagają zwiększenia tych wartości o stałą multiplikatywną dobraną eksperymentalnie.

Tomasz Durakiewicz

Tabela 2.

Opis wyprowadzeń układu ISD 1016

Pin	Nazwa
20	wejście analogowe
21	wyjście analogowe
17	wejście mikrofonowe
18	poziom odniesienia przedwzm. mikrofonowego
19	automatyczna regulacja wzmocnienia
16	+ części analogowej
13	masa analogowa
12	masa cyfrowa
28	+ części cyfrowej
1–6,9,10	wejścia cyfrowe
26	opcjonalny zegar zewnętrzny
24	przejście w stan czuwania
27	nagrywanie/odtwarzanie
23	start
25	koniec komunikatu
11	dodatkowe wejście analogowe
15	wyjście – wzmacniacza mocy
14	wyjście + wzmacniacza mocy
7,8,22	nie podłączone

```
program mowa;

uses crt;
label skok;
const lpt1 = $3bc; { pins 2,3,4,5,6,7,8,9  adres fonemu}
    lpt4 = $3be; { pin 1 powiedz }
    a=0;b=2;c=4;d=6;e=8;f=10;g=12;h=14;i=16;j=18;k=20;l=22;
    ll=24;m=26;n=28;o=30;p=32;r=34;s=36;t=38;u=40;w=42;
    z=44;zz=46;zzz=48;dz=50;dzz=52;cz=54;sz=56;rz=58;
    y=60;aa=62;ee=64;cc=66;ss=68;
var  ix,ii   : byte;
    x      : integer;
    litera  : Char;

procedure say(adres:byte);
begin
 port[lpt1]:=adres;
 port[lpt4]:=1;
 port[lpt4]:=0;
 delay(200);
end;

BEGIN
```

```
clrscr;
{  procedura nagrywania fonemów ujeta w nawiasy
ix:=0;
repeat
begin
 writeln(ix);
 readln(ii);
 port[lpt1]:=ix;
 port[lpt4]:=1;
 delay(190);
 port[lpt4]:=0;
 port[lpt4]:=0;
 sound(500);delay(200);nosound;
 ix:=ix+2;
end;
until ix>=136;
}
skok:
port[lpt4]:=0;
 litera:=ReadKey;
 if litera=#0 then
  case ReadKey of
```

```
'.':say(dz);  { alt-d }
',':say(zzz); { alt-z }
#31:say(sz);  { alt-s }
#46:say(cz);  { alt-c }
end;
case litera of
'a'..'z':Say((Ord(litera)-Ord('a'))*2);
'A':say(aa);
'C':say(cc);
'E':say(ee);
'L':say(ll);
```

```
'N':say(nn);
'S':say(ss);
'Z':say(zz);
'X':say(aa);
#27:Halt;
end;

goto skok;

END.
```


Układ sleep-timera do układów zdalnego sterowania cz.I

Nowa generacja układów zdalnej regulacji posiada układ "sleep-timera".Starsze układy tej funkcji nie posiadają. Artykuł dotyczy dostosowania układów serii SAA1293 oraz UL1025 do spełniania tej funkcji. Układ "sleep-timera" jest sterowany w/w układami scalonymi za pomocą nadajnika zdalnego sterowania i pozwala na ustawienie czasu wyłączenia do 90 minut z krokiem 10-cio minutowym.

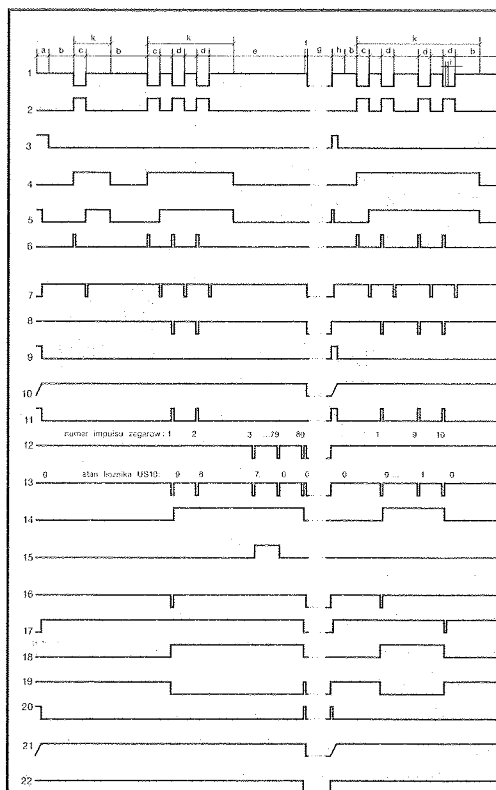
Układ scalony SAA1293 posiada nie wykorzystane wyprowadzenie nr 28, które jest sterowane rozkazem nr 63 z nadajnika z układem scalonym SAA1250. Poziom napięcia na tym wyprowadzeniu jest niski przez cały czas nadawania rozkazu nr 63, po czym wraca do stanu wysokiego. Rozkaz nr 63 jest wysyłany po zwarciu ze sobą wyprowadzeń nr 8 (h) i 17 (G) układu scalonego SAA1250.

W nadajniku zdalnego sterowania NZS2032 (SYRIUSZ 504/505) klawisz ten można wyprowadzić z prawej strony przycisku wyciszania fonii (płytka nadajnika ma wyprowadzone w tym miejscu wymienione końcówki układu scalonego SAA1250).

Zasada pracy układu (Rys.1 oraz Rys.2).

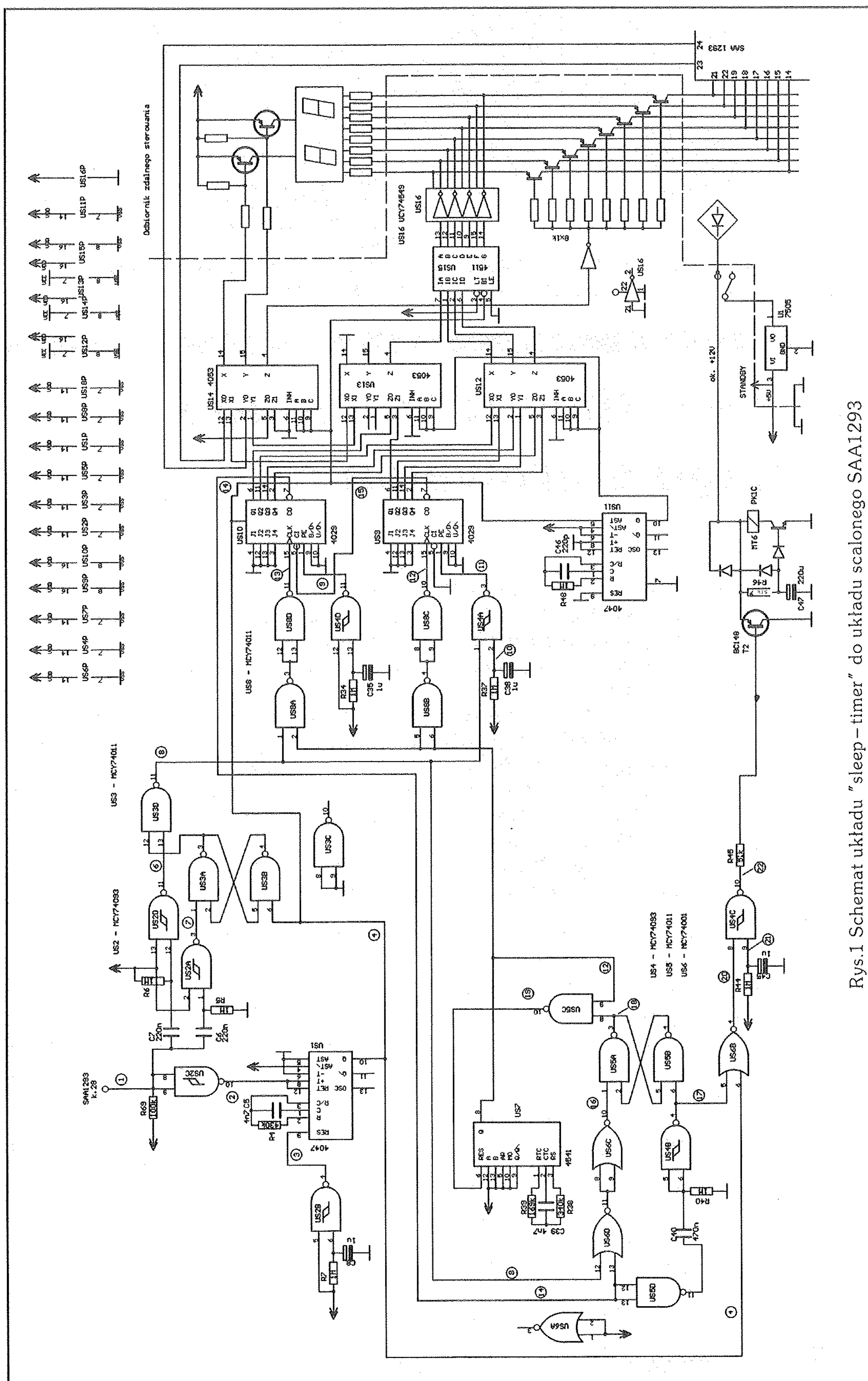
Po włączeniu zasilania OTV zerowane są: multiwibrator monostabilny US1, przerzutniki US3A - US3B, US5A-US5B, liczniki US9, US10, tajmer US7 oraz multiwibrator astabilny US11. Na wyjściach bramek US16A do US16G (wyjścia typu o/c) oraz bramki US4C jest stan wysoki, na wyjściu bramki US16H jest stan niski, tranzystory T1 do T8 są otwarte. Wyświetlacz jest sterowany z układu SAA1293.

Po naciśnięciu na klawiaturze przycisku "sleep-timer" na wyprowadzeniu 28 - SAA1293 pojawia się stan niski (przebieg 1 - Rys.2). Multiwibrator US1 pracuje w trybie retrygowalnego wyzwalania zboczem narastającym i zostaje wyzwolony (p.2 oraz p.4). US1 odblokowuje przerzutnik US3A-US3B, dekoder 7-segmentowy US15 i multiwibrator US11, blokuje bramkę US6B i przełącza klucz US14. Klucz ten przełącza sterowanie tranzystorów zasilających anody wyświetlacza oraz przez bramkę US16H blokuje tranzystory T1 do T8. Multiwibrator US11 z częstotliwością około 1kHz przełącza klucze US12 i US13, które podają stany wyjść liczników US9 i US10 na wejście dekodera US15 oraz sterują anodami wyświetlacza. Wyświetlacz pokazuje stan liczników. Jednocześnie z multiwibratorem US1 zostaje wyzwolony detektor zboczy opadających US2D (p.6), jednak impuls z



Rys.2 Przebiegi czasowe "sleep-timera".

Objaśnienia: a) włączenie napięcia klawiszem sieciowym / zerowanie układu (TV-standby lub TV-set), b) oczekiwanie (TV-standby lub TV-set), c) sprawdzenie liczników "sleep-timera" (TV-set), d) ustawianie liczników (TV-set), e) praca układu (TV-set), f) impuls wyłączający TV (TV-standby), g) samowyłączenie napięcia (TV-off), h) samowłączenie napięcia / zerowanie układu (TV-standby), i) wyzerowanie liczników "sleep-timera" (TV-set), k) wskazywanie przez wyświetlacz stanów liczników



Rys.1 Schemat układu "sleep–timer" do układu scalonego SAA1293

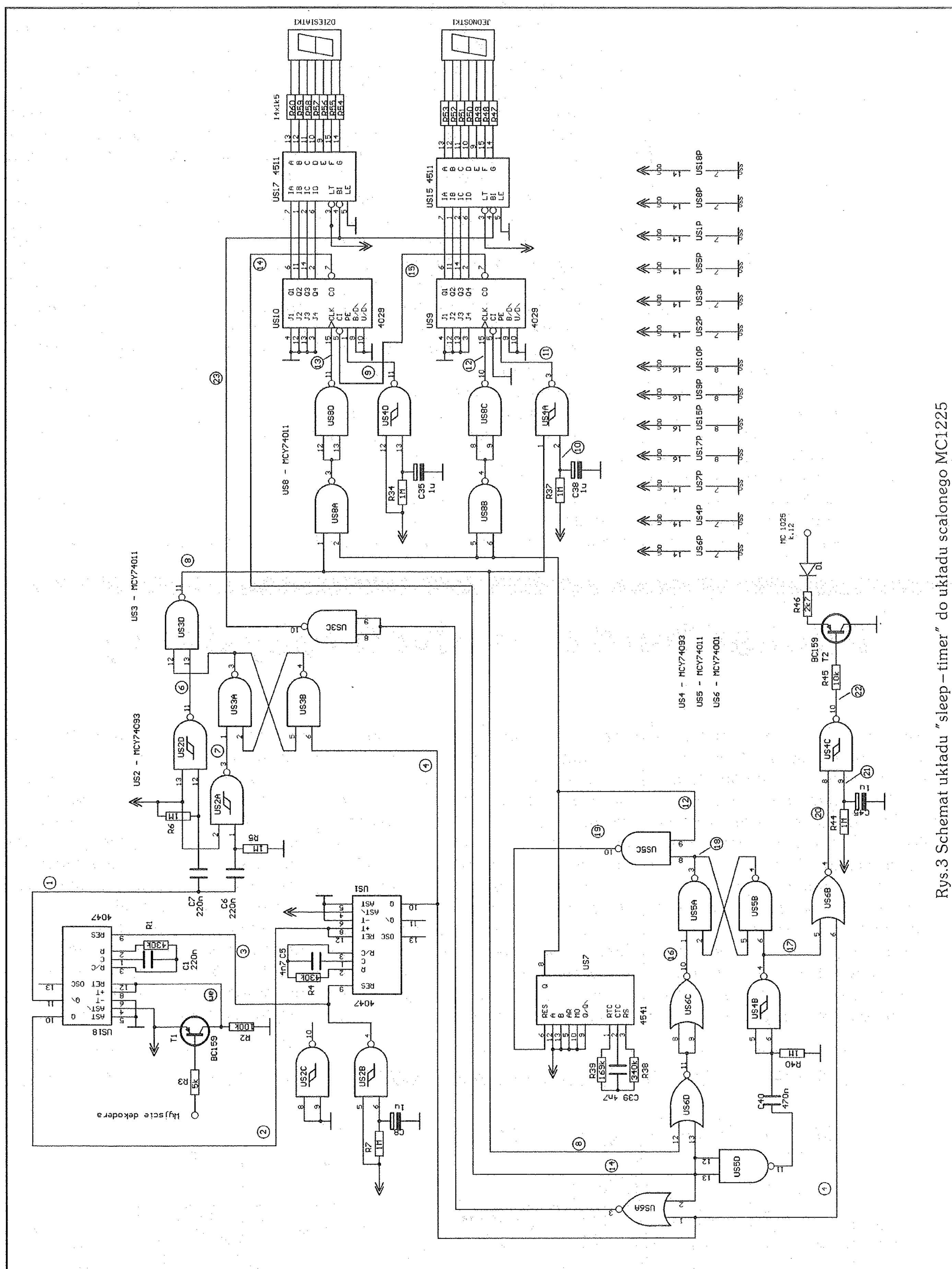
wyjścia detektora nie przedostaje się na wejścia liczników, gdyż drugie wejście bramki US3D blokuje jej wyjście przez przerzutnik US3A–US3B (p.5 i p.8).

Przy powrocie do stanu wysokiego na wyprowadzeniu 28 – SAA1293, zostaje wyzwolony detektor zboczy narastających z bramką US2A (p.7). Impuls z tego detektora zmienia stan wyjścia przerzutnika US3A–US3B (p.5), wyjście bramki US3D jest odblokowane. Jeżeli w ciągu 5 sekund od naciśnięcia przycisku 'sleep–timer'' nie zostanie on naciśnięty drugi raz, multiwibrator US1 wraca do stanu niskiego (p.4).

Przerzutnik US3A–US3B zostanie ustawiony w stan niski (p.5 część b), klucz US14 jest przełączony, multiwibrator US11 wyłączony, dekoder US15 i tranzystory T1 do T8 są zablokowane. Wyświetlacz wyświetlać będzie informacje z układu scalonego SAA1293.

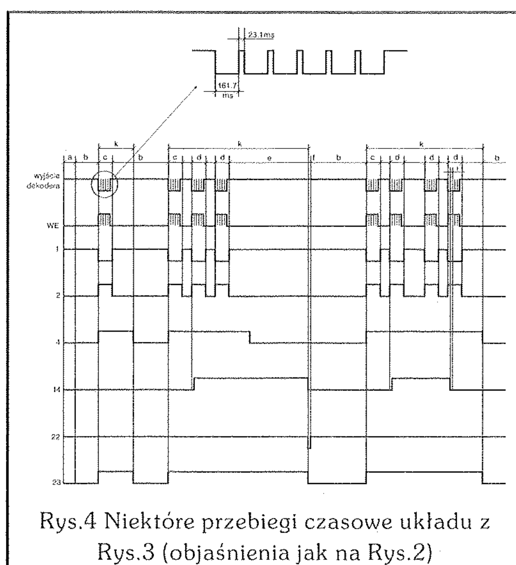
Ustawienie ''sleep–timera'' polega na kilkakrotnym naciśnięciu przycisku ''sleep–timer'' w odstępstwie nie większym między naciśnięciami niż 5 sekund.

Pierwsze naciśnięcie powoduje skutek opisany powyżej. Po drugim naciśnięciu impuls z detektora US2D jest podawany przez bramkę US3D jednocześnie na wejście licznika US10 przez bramki US8A, US8D (licznik zlicza w dół) oraz wejście ustawiające licznika US9 przez bramkę US4A (licznik jest zerowany) i na wejście przerzutnika US5A–US5B (wyjście przerzutnika odblokowuje timer US7). Zmiana z zerowego stanu licznika US10 powoduje zmianę na wyjściu przeniesienia $\overline{CO}$ (p.14) blokując bramkę US6D. Timer US7 jest ustawiony do pracy stabilnej, generując krótkie (ok. 1µs) impulsy ujemne co 60 sekund. Impulsy te (p.12) podawane są na wejścia zegarowe liczników US9 i US10 przez bramki US8A, US8D i US8B, US8C. Układ ''sleep–timera'' odmierza czas do wyłączenia telewizora.



Rys.3 Schemat układu "sleep–timer" do układu scalonego MC1225

Podczas odmierzania czasu można sprawdzić zawartość liczników jednokrotnie naciskając przycisk "sleep–timer". Każde kolejne naciśnięcie przycisku w ciągu 5s od ostatniego naciśnięcia powoduje wyzerowanie licznika jednostek i zmniejszenie zawartości licznika dziesiątek o jeden.



Rys.4 Niektóre przebiegi czasowe układu z Rys.3 (objaśnienia jak na Rys.2)

Jeżeli nie chcemy aby "sleep-timer" wyłączył telewizor, należy sprowadzić zawartość liczników do zera, naciskając kilkakrotnie przycisk na pilocie. Wówczas na wyjściu przeniesienia $\overline{CO}$ (p.15) licznika US9 pojawia się stan niski, co powoduje powstanie stanu niskiego na wyjściu przeniesienia licznika US10 (p.14). Na wyjściu detektora zbocza US4B (p. 17 część i) powstaje impuls zerujący przerzutnik US5A–US5B (p.18) – następuje zatrzymanie pracy timera US7. Jednocześnie impuls ten jest podawany na bramkę US6B. Ponieważ na drugim wejściu tej bramki jest stan wysoki (p.4), na jej wyjściu (p.20) nie ma zmiany stanu i telewizor nie zostanie wyłączony.

Wyłączenie telewizora przez "sleep-timer" przebiega w następujący sposób. Po dojściu zawartości liczników do zera impuls powstający na wyjściu bramki US4B (p.17 część f) powoduje zatrzymanie pracy timera US7 w sposób opisany wyżej. Jednocześnie impuls ten przechodzi przez bramkę US6B (p.17, 4, 20 część f). Na wyjściu bramki US4C (p.22) otrzymamy stan niski. Stan ten blokuje tranzystor T9, a przekaźnik Pk odłącza napięcie zasilające +5V standby (Rys.2 część g), co w konsekwencji wyłącza telewizor, poprzez wyłączenie układu scalonego SAA1293. W tym czasie przez rezystancję cewki przekaźnika Pk i rezystor R ładuje się kondensator C. Po około 1.5 sekundy, kiedy napięcie na kondensatorze przekroczy wartość napięcia przewodzenia diody D i złącza B–E tranzystora T10, tranzystor ten zaczyna przewodzić. Przekaźnik Pk zostaje załączony (Rys.2 część h), podając napięcie +5V standby na SAA1293. Telewizor zostaje w trybie pracy standby, a układ "sleep-timera" zostaje wyzerowany.

Tomasz Gościniak

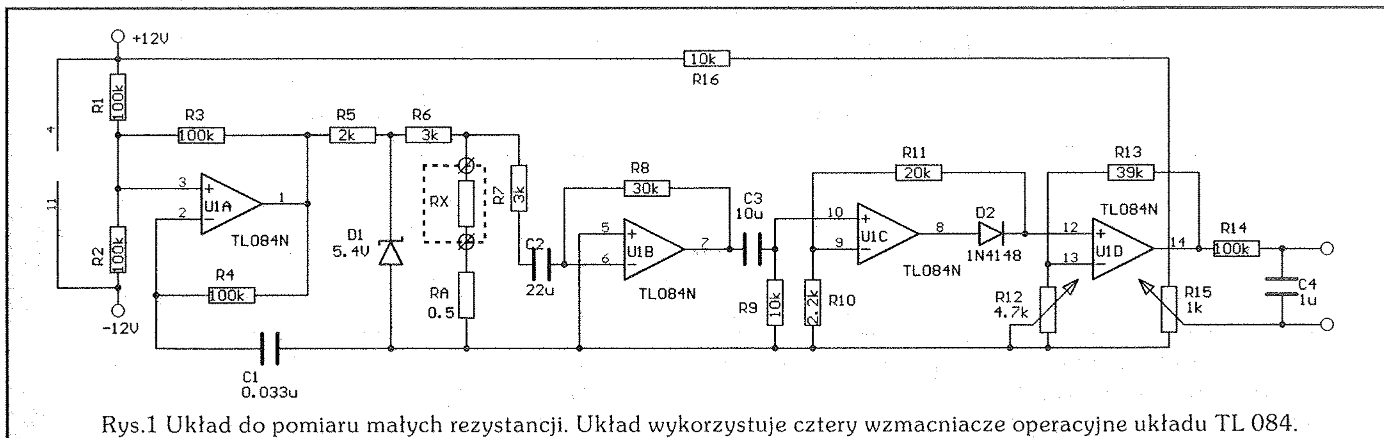
ciąg dalszy za miesiąc

Pomiar bardzo małych rezystancji

Pomiaru małych wartości rezystancji możemy dokonać w dość prosty i pomysłowy sposób. Jedną z metod jest zmierzenie spadku napięcia na badanej rezystancji i następnie na podstawie pomiaru prądu obliczyć wartość tej rezystancji. Ponieważ spadek napięcia zależy od prądu jaki będzie przepływał przez testowaną rezystancję, wobec tego prąd ten powinien być wystarczająco duży, aby spowodował dający się łatwo zmierzyć spadek napięcia. Na przykład aby na rezystorze o wartości 0.1[Ω] wystąpił spadek napięcia 10[mV], to przez rezystor ten musi przepływać prąd o wartości 100[mA]. Większa wartość prądu dostarcza większego napięcia na badanej rezystancji. Jakkolwiek, w wielu przypadkach nie można zwiększać wartości prądu jaki może przepływać przez element, aby nie uszkodzić go. Należy także wziąć pod uwagę, że ciepło wydzielane na rezystorze badanym, podczas przepływu dużego prądu, może spowodować błędy pomiarowe na skutek termicznych zmian wartości rezystancji.

Problem ten może być rozwiązany przez wzmocnienie spadku napięcia na elemencie testowanym do tego stopnia, aby prąd potrzebny do testowania był o wiele mniejszy i nie wywoływał skutków cieplnych na rezystancji badanej.

Jeżeli założymy, że wzmacniacz będzie miał wzmocnienie rzędu 60[dB], wówczas wyjściowe napięcie wynosić będzie 0.1[V] już dla prądu 1[mA] przy rezystancji testo-



Rys.1 Układ do pomiaru małych rezystancji. Układ wykorzystuje cztery wzmacniacze operacyjne układu TL 084.

wanej 0.1[Ω].

Typowo większość wzmacniaczy operacyjnych ma pewien wejściowy błąd napięcia wejściowego – spowodowany istnieniem przesunięcia napięcia na wejściu. To przesunięcie napięcia wejściowego powoduje, że jeżeli wejściowe napięcie będzie bardzo małe (a dokładnie będzie porównywalne z napięciem błędu na wejściu) to wystąpi błąd wzmocnienia na wyjściu.

Stosując jednak technikę zmienno-prądową można ominąć ten problem – Rys.1.

Układ IC_A wraz z kondensatorem C_1 i rezystorami R_1, R_2, R_3, R_4 tworzą generator fali prostokątnej o częstotliwości około 300[Hz]. Dioda D1 ustala wartość napięcia fali prostokątnej na poziomie $6V_{pp}$ (napięcie międzyszczytowe). Ponieważ wartość mierzonej rezystancji R_x wraz z dodatkową rezystancją R_A jest dużo mniejsza od rezystancji R_6 – na Rys.1 – wobec tego prąd płynący przez badany rezystor R_x wynosił będzie:

$$I_x = \frac{6[V]}{R_6} = \frac{6[V]}{3[k\Omega]} = 2[mA]$$

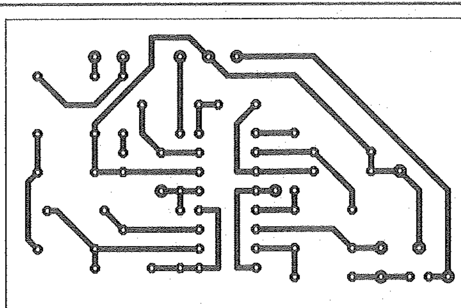
Z kolei wejście układu IC_B (napięcie wejściowe) jest określane jako:

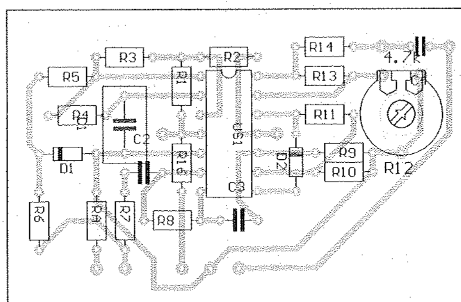
$$V_{IN} = 0.002 \times (R_X + R_A)$$

Wzmocnienie układu IC_B określone jest zależnością (wzmocnienie zmiennoprądowe):

$$IC_BK_{Uac} = \frac{R_8}{R_7} = \frac{30[k\Omega]}{3[k\Omega]} = 10$$

Układ IC_C oraz dioda D2 zamieniają sygnał zmiennoprądowy na sygnał stałoprądowy ze współczynnikiem wzmocnienia (wzmocnienie stałoprądowe):





Rys. 2 Płytka drukowana i rozmieszczenie elementów na płytce

$$IC_CK_{Udc} = 1 + \frac{R_{11}}{R_{10}} = 1 + \frac{20[k\Omega]}{2.2[k\Omega]} \approx 10$$

Układ IC_D jest wzmacniaczem stałoprądowym ze wzmocnieniem:

$$IC_DK_{Udc} = 1 + \frac{R_{13}}{R_{12}}$$

W rezultacie wyjściowe napięcie U_o można określić jako:

$$U_o = k \times V_{in} \times IC_BK_{Uac} \times IC_CK_{Udc} \times IC_DK_{Udc}$$

gdzie k jest współczynnikiem konwersji. Dla współczynnika wypełnienia sygnału z generatora IC_A – równego 50%, współczynnik k wynosi 0.5.

Rozwijając dalej ostatnie wyrażenie otrzymujemy:

$$U_o = 0.5 \times 0.002\,(R_X + R_A) \times 10 \times 10 \times (1 + \frac{R_{13}}{R_{12}})$$

czyli:

$$U_o = 0.1\,(R_X + R_A)\,(1 + \frac{R_{13}}{R_{12}})$$

Wyjście napięciowe ze wzmacniacza IC_D ma na swoim wyjściu filtr wygładzający na elementach R_{14} i C_3. Wyjściowe napięcie U_o może być zmierzone woltomierzem napięcia stałego.

Rezystancja R_A dostarcza bazowego sygnału dla wzmacniacza IC_B. Jeżeli mierzona wartość R_X jest równa zero, wówczas dzięki istnieniu rezystancji R_A na wejściu IC_B mamy napięcie $1[mV_{pp}]$. Jeśli R_A ma wartość zerową, a R_X jest rezystancją bardzo małą, wówczas wejściowy szum może "zjeść" wejściowe napięcie. W celu skompensowania wpływu błędu wejściowego napięcia wzmacniacza IC_B zastosowano rezystancje R_A i potencjometr R_{15}. Potencjometrem R_{15} dokonujemy kalibracji układu tzn. doprowadzamy do wskazania 0 na podłączonym woltomierzu do wyjścia w przypadku, gdy R_X = 0. Ustawiając wartość R_{12} otrzymujemy skalę 1[Ω/V]. Rezystor R_{12} zmienia wzmocnienie układu IC_D. W ten sposób na zakresie woltomierza (cyfrowego) 2[V], możemy odczytywać wartość mierzonej rezystancji R_X z zakresu 0.001 – 1.999[Ω].

Cały układ można znacznie zminiaturyzować, ponieważ cztery układy operacyjne IC_A, IC_B, IC_C, IC_D wchodzą w skład jednego układu scalonego TL 084. Poza jednym układem scalonym mamy tylko niewiele układów RC i dwie diody.

Aleksander Rode

Opracowano na podstawie: Electronic Design 18/91

Sterownik dzwonka szkolnego

Dane techniczne:

- czas 24 godzinny
- licznik dni
- programowanie 40 dzwonień
- pamięć 2 x 40 dzwonień w EPROM
- programowanie długości dzwonienia
- automatyczna blokada dla soboty i niedzieli
- ręczne włączanie i wyłączanie blokady dzwonienia
- ręczne sterowanie dzwonkiem
- podtrzymanie bateryjne

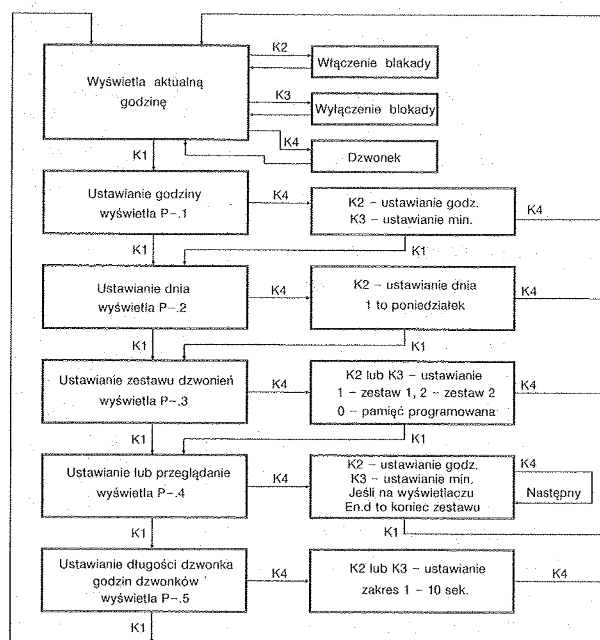
Budowa i działanie sterownika:

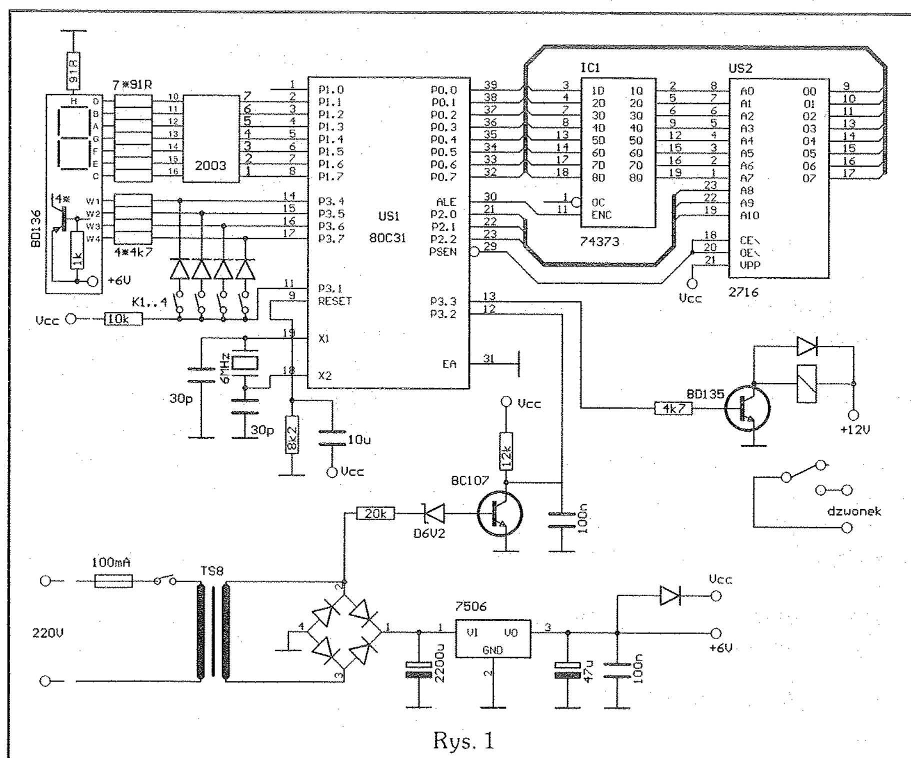
Sterownik dzwonka szkolnego zbudowany jest w oparciu o mikroprocesor jednoukładowy 80C31. Program zapisany w EPROM mieści się w 2kB pamięci EPROM.

Wyświetlacz sterowany jest z portu P1 (bity P.1–7), oraz z portu P3 procesora (bity P3.4–7) poprzez bufor 2003 (P1) i 4 x BD136 (P3). Bity portu P3.4–7 są używane także do sterowania czterema klawiszami (K1 – K4).Całość jest sterowana sekwencyjnie. Wyjście P3.3 procesora poprzez BD135 steruje przekaźnik dzwonka (np. RM–6). W zasilaczu można zastosować dowolny transformator o mocy 6 – 8 watów, dający na wyjściu napięcie 9 – 12V. Jeśli w sterowniku będzie wykorzystane podtrzymanie bateryjne, to należy je podłączyć do V_{cc} po-

chodzi w stan IDLE (stan obniżonego poboru mocy). W tym stanie procesor zawiesza wszelką działalność z wyjątkiem zliczania czasu. W tym stanie urządzenie pobiera około 1.6 mA. W momencie pojawienia się napięcia w sieci procesor wraca do normalnego trybu pracy.

Aby uzyskać maksymalną odporność na zakłócenia należy dodatkowo wykonać (nie uwzględnione na schemacie):





Rys. 1

przez dwie diody separujące, np. 1N4148. Jako podtrzymanie bateryjne można zastosować 4 x R6 (6V).

Układ wykrywania zaniku napięcia w sieci.

Sygnał z uzwojenia wtórnego transformatora zasilacza poprzez opornik 20k, diodę Zenera D6V2 i tranzystor BC107 dociera do portu P3.2. Program sterownika testuje to wejście i w momencie zaniku napięcia sieciowego procesor prze-

- typowy układ gasikowy na zestykach przekaźnika
- uzwojenie wtórne transformatora sieciowego zewrzeć do masy dwoma kondensatorami 47nF
- do uzwojenia pierwotnego podłączyć równolegle 100nF/630V

Programowanie sterownika:

Po włączeniu zasilania na wyświetlaczu pojawia się 0.00. Wciskamy kolejno klawisz K1 (wyświetlacz – P –.1.) i K4 (wyświetlacz – 0.00). Klawiszem K2 ustawiamy godzinę, a K3 minuty. Przytrzymanie tych klawiszy dłużej powoduje samoczynne zwiększanie zawartości wyświetlacza. Wyjść z programowania można klawiszem K1 (dalsze programowanie innych funkcji) lub klawiszem K4 (powrót do wyświetlania aktualnego czasu).

Programowanie:

P–.1 – ustawianie aktualnego czasu

P–.2 ustawianie dnia (1 to poniedziałek)

P–.3 – ustawianie aktywnej tablicy dzwonień

P–.4 – ustawianie dzwonień (jeśli w P–.3 ustawiono 00, lub tylko przeglądanie, gdy ustawiono 01 lub 02)

P–.5 – ustawianie długości dzwonienia

W czasie wyświetlania aktualnego czasu klawisze K2, K3, K4 zmieniają działanie:

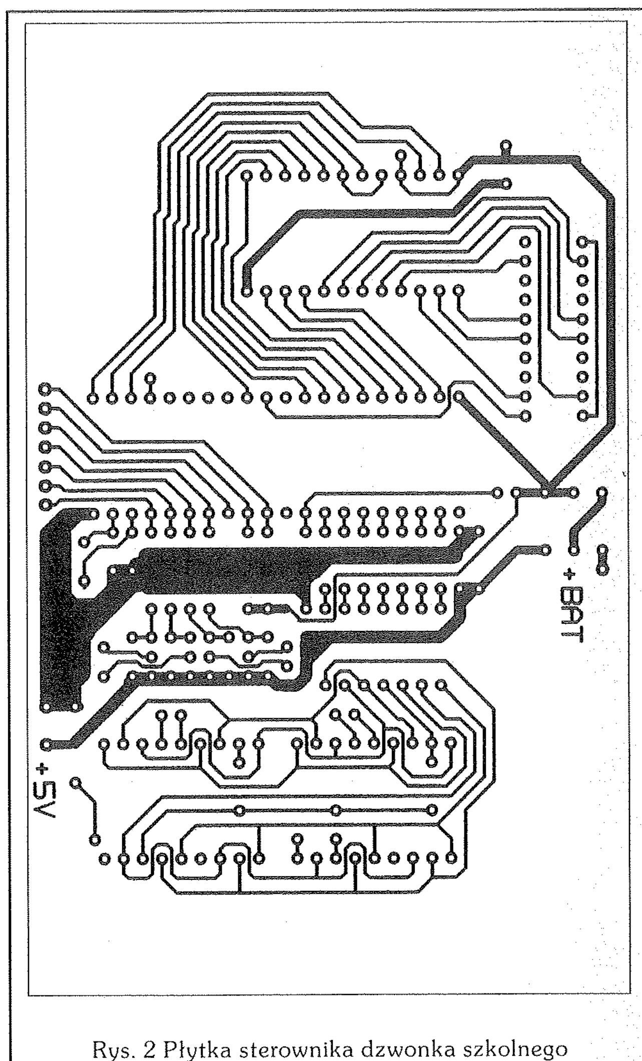
K2 – zablokowanie dzwonień

K3 – odblokowanie dzwonień

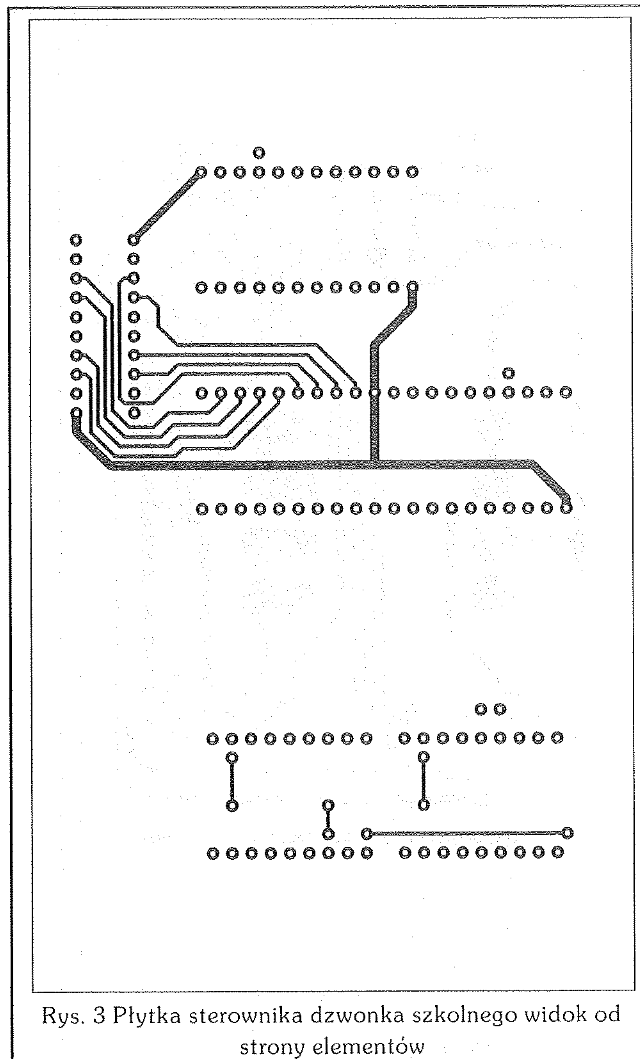
K4 – dzwonek

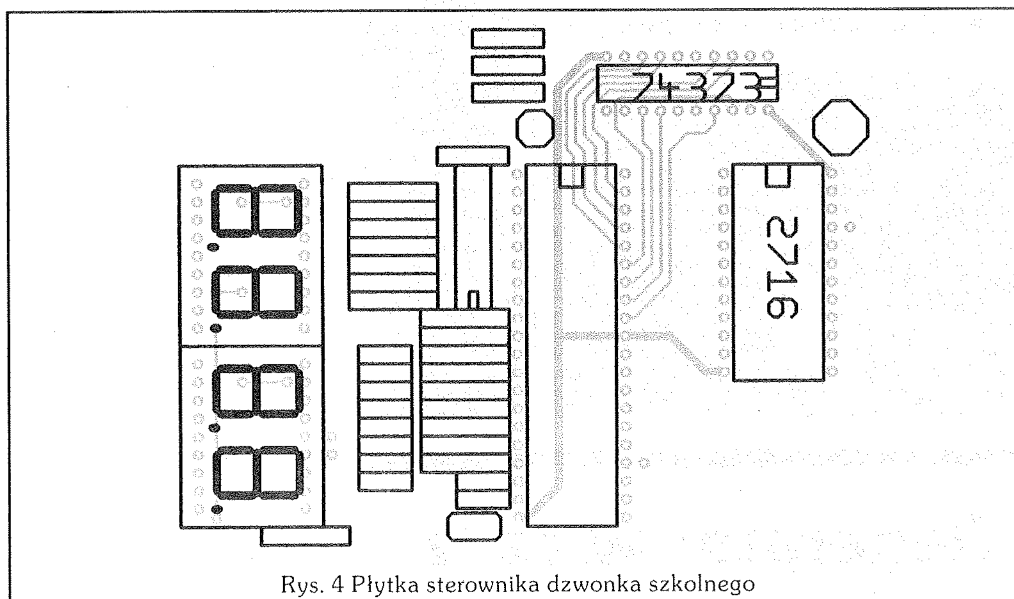
Kontrolą zablokowania zegara jest miganie wyświetlacza w trybie wyświetlania aktualnego czasu. Automatyczna blokada dzwonień na sobotę i niedzielę działa o północy z piątku na sobotę, i z soboty na niedzielę.

W czasie programowania tablicy



Rys. 2 Płytka sterownika dzwonka szkolnego


Rys. 3 Płytka sterownika dzwonka szkolnego widok od strony elementów



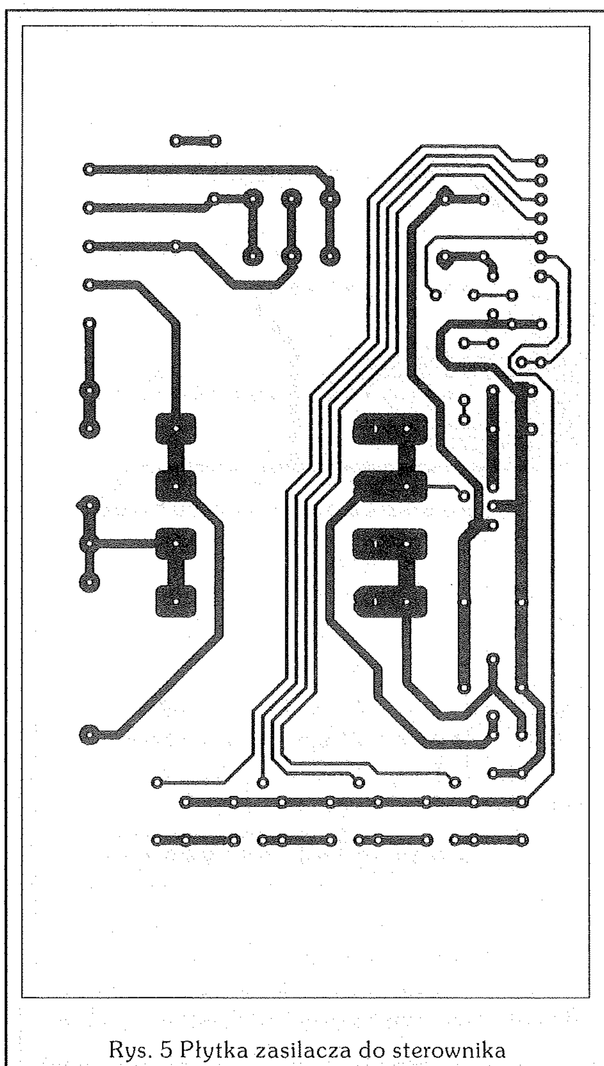
Rys. 4 Płytka sterownika dzwonka szkolnego

dzwonień należy pamiętać o tym, że należy ustawić granicę dokąd program prowadzić ma porównania. Ustawienie to polega na wpisaniu godziny 0.00, co program zmieni od razu na napis End.
Adresy tablic w EPROM:
zestaw 1 – 1908
zestaw 2 – 1988 (adresy podano dziesiętnie)
Format wpisu:
godz, min, godz, min 0.0
Maksymalnie 40 czasów na zestaw.

Wpisując pod adres 1273 wartość od 1 do 255 uzyskujemy większy zakres zmian długości dzwonienia przy programowaniu.

Wpisując pod adres 423 wartość od 1 do 255 uzyskujemy wartość długości dzwonienia ustawianą po RESET.

Zbigniew Korpak



Rys. 5 Płytka zasilacza do sterownika

Program sterownika dzwonka szkolnego

```
0000  02 01 90 75 1D 06 D2 8E 32 00 00 C0 E0 C0 D0 75 8A B0 75 8C 3C 15 29 05
0018  2B 01 FF C0 E0 C0 D0 75 8B 3C 75 8D F6 53 17 01 85 17 90 74 08 75 21 01
0030  D2 B7 D2 B6 D2 B5 C2 B4 20 B1 02 80 22 75 21 02 D2 B4 C2 B5 20 B1 02 80
0048  16 75 21 03 D2 B5 C2 B6 20 B1 02 80 0A 75 21 04 D2 B6 C2 B7 20 B1 3A B5
0060  1E 2A B5 1F 41 75 1F 00 75 20 00 D2 05 05 1E 74 01 B5 21 04 D2 00 80 2E
0078  04 B5 21 04 D2 01 80 26 04 B5 21 04 D2 02 80 1E D2 03 80 1A 74 C8 B5 1E
0090  04 D2 04 80 11 05 1E 80 0D B5 1F 08 75 1E 00 75 20 00 80 02 05 1F 20 14
00A8  43 05 1C 53 1C 03 E4 B5 1C 0C D2 B7 D2 B6 D2 B5 C2 B4 E5 18 80 2A 04 B5
00C0  1C 0C D2 B4 D2 B6 D2 B7 C2 B5 E5 19 80 1A 04 B5 1C 0C D2 B5 D2 B4 D2 B7
00D8  C2 B6 E5 1A 80 0A D2 B6 D2 B5 D2 B4 C2 B7 E5 1B 45 17 F5 90 30 13 09 C2
00F0  13 D2 B3 D0 D0 D0 E0 32 20 16 F8 C2 B3 80 F4 05 13 74 0A B5 13 05 75 13
0108  00 15 14 B5 2B 51 75 2B 00 05 2C 74 3C B5 2C 47 75 2C 00 05 2D 74 01 B5
0120  23 04 15 23 80 06 04 B5 23 02 15 23 74 3C B5 2D 2E 75 2D 00 05 2E 74 18
0138  B5 2E 24 75 2E 00 05 2F 74 06 B5 2F 04 D2 12 80 0E 04 B5 2F 04 D2 12 80
0150  06 04 B5 2F 02 C2 12 74 08 B5 2F 03 75 2F 01 20 17 11 C2 14 D2 17 E4 B5
0168  1D 05 D0 D0 D0 E0 32 15 1D 80 F7 30 12 F0 E4 B5 16 EC D2 14 C2 17 80 E6
0180  EE 0C BA BC 5C F4 F6 2C FE FC 10 7A 9E 16 F2 00 75 90 00 75 B0 F7 75 81
0198  02 78 02 79 7E E4 F6 08 D9 FC 75 2F 01 75 28 05 75 23 00 75 89 11 75 8A
01B0  B0 75 8C 3C 75 8B 3C 75 8D F6 90 01 80 D2 B9 D2 88 D2 A9 D2 AB D2 8C D2
01C8  A8 D2 AF 12 07 32 E4 B5 16 0D E5 2E 12 07 3F E5 2D 12 07 5E 02 03 55 04
01E0  B5 16 0B 12 07 28 74 01 93 F5 1B 02 03 55 04 B5 16 0B 12 07 28 74 02 93
01F8  F5 1B 02 03 55 04 B5 16 0B 12 07 28 74 03 93 F5 1B 02 03 55 04 B5 16 0B
0210  12 07 28 74 04 93 F5 1B 02 03 55 04 B5 16 0B 12 07 28 74 05 93 F5 1B 02
0228  03 55 04 B5 16 02 80 A2 04 B5 16 0E 75 18 9E 75 19 10 E5 2F 12 07 5E 02
0240  03 55 04 B5 16 0E 75 18 10 75 19 10 E5 27 12 07 5E 02 03 55 04 B5 16 0E
0258  75 18 92 75 19 10 E5 28 12 07 5E 02 03 55 E4 B5 27 2D E5 16 C2 D7 94 14
0270  23 24 30 F8 B6 00 14 08 B6 00 0F 75 18 F2 75 19 16 75 1A 9E 75 1B 00 02
0288  03 55 18 E6 12 07 3F 08 E6 12 07 5E 02 03 55 04 B5 27 5D C0 82 C0 83 90
02A0  07 74 E5 16 C2 D7 94 14 23 93 B4 00 22 90 07 74 E5 16 C2 D7 94 14 23 04
02B8  93 B4 00 13 D0 83 D0 82 75 18 F2 75 19 16 75 1A 9E 75 1B 00 02 03 55 90
02D0  07 74 E5 16 C2 D7 94 14 23 F5 15 93 D0 83 D0 82 12 07 3F C0 82 C0 83 E5
02E8  15 04 90 07 74 93 D0 83 D0 82 12 07 5E 02 03 55 C0 82 C0 83 90 07 C4 E5
0300  16 C2 D7 94 14 23 93 B4 00 22 90 07 C4 E5 16 C2 D7 94 14 23 04 93 B4 00
0318  13 D0 83 D0 82 75 18 F2 75 19 16 75 1A 9E 75 1B 00 02 03 55 90 07 C4 E5
0330  16 C2 D7 94 14 23 F5 15 93 D0 83 D0 82 12 07 3F C0 82 C0 83 E5 15 04 90
0348  07 C4 93 D0 83 D0 82 12 07 5E 02 03 55 20 05 03 02 06 1B E4 B5 16 1F 30
0360  00 05 05 16 02 07 13 30 01 05 D2 12 02 07 13 30 02 05 C2 12 02 07 13 D2
0378  13 D2 B3 02 01 CE 04 B5 16 12 30 00 06 75 16 02 02 07 13 30 03 03 75 16
0390  06 02 07 13 04 B5 16 12 30 00 06 75 16 03 02 07 13 30 03 03 75 16 07 02
03A8  07 13 04 B5 16 12 30 00 06 75 16 04 02 07 13 30 03 03 75 16 08 02 07 13
03C0  04 B5 16 12 30 00 06 75 16 05 02 07 13 30 03 03 75 16 14 02 07 13 04 B5
03D8  16 12 30 00 06 75 16 00 02 07 13 30 03 03 75 16 09 02 07 13 04 B5 16 68
03F0  30 00 06 75 16 02 02 07 1A 30 01 28 C2 8C 05 2E 74 18 B5 2E 03 75 2E 00
0408  D2 8C E5 2E 12 07 3F 30 05 0F 30 04 FA 75 29 02 E4 30 05 05 B5 29 FA 80
0420  DB 02 07 13 30 02 28 C2 8C 05 2D 74 3C B5 2D 03 75 2D 00 D2 8C E5 2D 12
0438  07 5E 30 05 0F 30 04 FA 75 29 02 E4 30 05 05 B5 29 FA 80 DB 02 07 13 30
0450  03 03 75 16 00 02 07 1A 04 B5 16 42 30 00 06 75 16 03 02 07 1A 30 01 28
0468  C2 8C 05 2F 74 08 B5 2F 03 75 2F 01 D2 8C E5 2F 12 07 5E 30 05 0F 30 04
0480  FA 75 29 02 E4 30 05 05 B5 29 FA 80 DB 02 07 13 30 02 02 80 D3 30 03 03
0498  75 16 00 02 07 1A 04 B5 16 42 30 00 06 75 16 04 02 07 1A 30 01 28 C2 8C
04B0  05 27 74 03 B5 27 03 75 27 00 D2 8C E5 27 12 07 5E 30 05 0F 30 04 FA 75
04C8  29 02 E4 30 05 05 B5 29 FA 80 DB 02 07 13 30 02 02 80 D3 30 03 03 75 16
04E0  00 02 07 1A 04 B5 16 42 30 00 06 75 16 00 02 07 1A 30 01 28 C2 8C 05 28
04F8  74 0B B5 28 03 75 28 01 D2 8C E5 28 12 07 5E 30 05 0F 30 04 FA 75 29 02
0510  E4 30 05 05 B5 29 FA 80 DB 02 07 13 30 02 02 80 D3 30 03 03 75 16 00 02
0528  07 1A E5 14 B5 16 05 40 03 02 06 1B E4 B5 27 05 30 00 0B 80 03 02 05 D2
0540  75 16 05 02 07 1A 30 01 29 E5 16 C2 D7 94 14 23 24 30 F8 E6 04 B4 18 01
0558  E4 F6 12 07 3F 30 05 0F 30 04 FA 75 29 02 E4 30 05 05 B5 29 FA 80 DA 02
0570  07 13 30 02 2A E5 16 C2 D7 94 14 23 24 30 04 F8 E6 04 B4 3C 01 E4 F6 12
0588  07 5E 30 05 0F 30 04 FA 75 29 02 E4 30 05 05 B5 29 FA 80 D9 02 07 13 30
05A0  03 2D E5 16 C2 D7 94 14 23 24 30 F8 E6 B4 00 07 08 E6 B4 00 02 80 02 05
05B8  16 74 3C B5 16 03 75 16 04 75 29 04 D2 14 E4 B5 29 FD C2 14 02 05 38 02
05D0  07 1A 30 00 06 75 16 05 02 07 1A 30 03 3A C0 82 C0 83 E5 27 B4 01 05 90
05E8  07 74 80 03 90 07 C4 E5 16 C2 D7 94 14 23 93 D0 83 D0 82 B4 00 02 80 02
0600  05 16 74 3C B5 16 03 75 16 04 75 29 04 D2 14 E4 B5 29 FD C2 14 02 05 D2
0618  02 07 13 E4 B5 1D 0D 53 17 01 85 17 90 C2 8E 43 87 01 80 EF C2 A9 85 2E
0630  24 85 2D 25 D2 A9 30 16 0B E4 B5 14 04 C2 16 C2 B3 02 07 10 E4 B5 27 2A
0648  75 15 30 A8 15 B8 80 02 80 09 E6 B4 00 08 08 E6 B4 00 03 02 07 10 A8 15
0660  E6 B5 24 08 08 E6 B5 25 03 02 06 FC 05 15 05 15 80 D9 04 B5 27 43 75 15
0678  00 E5 15 B4 50 02 80 18 C0 82 C0 83 90 07 74 E5 15 93 B4 00 0E E5 15 04
0690  93 B4 00 07 D0 83 D0 82 02 07 10 E5 15 93 B5 24 0E E5 15 04 93 B5 25 07
06A8  D0 83 D0 82 02 06 FC 05 15 05 15 D0 83 D0 82 80 C0 75 15 00 E5 15 B4 50
06C0  02 80 18 C0 82 C0 83 90 07 C4 E5 15 93 B4 00 0E E5 15 04 93 B4 00 07 D0
06D8  83 D0 82 02 07 10 E5 15 93 B5 24 0E E5 15 04 93 B5 25 07 D0 83 D0 82 02
06F0  06 FC 05 15 05 15 D0 83 D0 82 80 C0 20 12 11 E4 B5 23 0D D2 16 75 23 02
0708  D2 B3 75 13 00 85 28 14 02 01 CE 20 05 FD 02 01 CE 00 75 29 04 D2 14 E4
0720  B5 29 FD C2 14 02 07 13 75 18 7A 75 19 10 75 1A 00 22 75 18 00 75 19 00
0738  75 1A 00 75 1B 00 22 B4 00 07 75 18 00 93 F5 19 22 75 F0 0A 84 B4 00 07
0750  75 18 00 E5 F0 80 EE 93 F5 18 E5 F0 80 E7 B4 00 06 93 F5 1A F5 1B 22 75
0768  F0 0A 84 93 F5 1A E5 F0 93 F5 1B 22 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00
0780  00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00
0798  00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00
07B0  00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00
07C8  00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00
07E0  00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00
07F8  00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00
0810  00 00 00 00
```

Generator w.cz. z cyfrowym układem stabilizacji częstotliwości DAFC

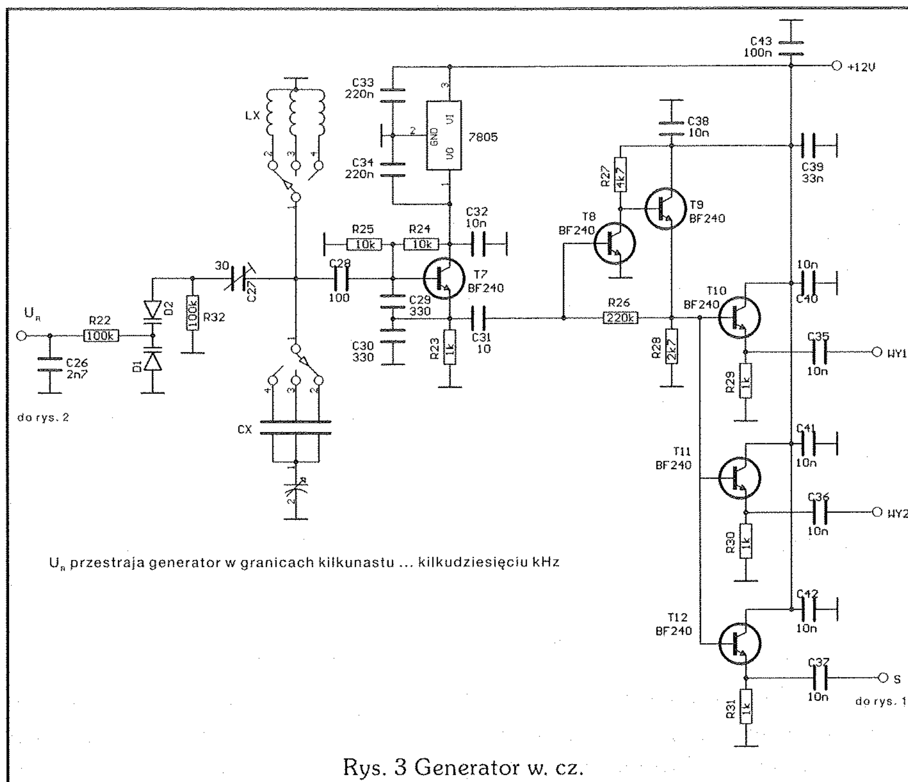
Układy cyfrowej stabilizacji częstotliwości DAFC (digital automatic frequency correction) są prostsze i łatwiejsze do uruchomienia niż z fazową pętlą synchronizacji PLL. Generator w.cz. objęty działaniem DAFC ma przy tym mniejsze szumy fazowe. Zasada działania DAFC polega na kolejnych pomiarach stabilizowanej częstotliwości i korygowaniu jej – o ile od poprzedniego pomiaru częs-

Rys. 1 Układ DAFC – częstościomierz

totliwość ta uległa zmianie.

Częstościomierz wchodzący w skład układu DAFC przedstawiono na Rys.1. Składa się on z generatora kwarcowego 4 MHz wraz z dzielnikiem częstotliwości przez 2^{13}= 8192 na układzie scalonym US1 (4060), przełączanego dzielnika częstotliwości przez 2, 4, 8 lub 16 (na US2: 74HCT93), układu logiki (US3: 4017), wzmacniacza wstępnego na T1, bramki (US4: 74HCT00) i pamięci typu "zatrzask" na US6: 74HCT75. Zmieniając przełącznikiem P1 stopień podziału dzielnika częstotliwości na US2, można zmieniać raster układu DAFC. Aby można było przestrajać częstotliwość generatora w.cz. również w obrębie siatki wyznaczonej przez raster, generator częstotliwości wzorcowej jest przestrajany w niewielkich granicach (ok. ±1 kHz) kondensatorem zmiennym C. Częstościomierz posiada tylko jeden licznik – pokazuje więc jedynie ostatnią, najmniej znaczącą cyfrę (a raczej pokazywałby, gdyby do wyjść $Q_DQ_CQ_BQ_A$ US6 podłączyć dekoder 74HCT154 sterujący szesnastoma diodami LED). Rozdzielczość częstościomierza (dokładność odczytu) w pozycjach przełącznika P1 W–X–Y–Z wynosi kolejno 48,8 Hz, 24,4 Hz, 12,2 Hz, 6,1 Hz, przy czasie jednego pomiaru odpowiednio; 41 ms, 82 ms, 164 ms i 328 ms. Wynik pomiaru porównywany jest w pokazanym na Rys.2 komparatorze cyfrowym (US7: 74HCT85) z cyfrą 8 (1000) wpisaną na stałe na wejścia B_3–B_0. Raster układu DAFC będzie szesnastokrotnie większy od rozdzielczości częstościomierza. Gdy czterobitowa cyfra doprowadzona do wejść A_3–A_0 okaże się być równa ośmiu, to na obu wyjściach komparatora A>B i A<B pojawi się stan niski, natomiast gdy będzie mniejsza od ośmiu, to na wyjściu A<B pojawi się stan wysoki i wreszcie, gdy będzie większa od ośmiu, to na wyjściu A>B pojawi się stan wysoki. Zadaniem przerzutnika monostabilnego (US8A–US8C) przekształcającego impulsy bramkujące w krótkie dodatnie impulsy oraz zespołu bramek (na US9) jest spowodowanie, aby każda zmiana stanu z niskiego na wysoki na wyjściach komparatora A>B i A<B wywołała wygenerowanie krótkiego (o długości ok. 50µs) dodatniego impulsu – jednego podczas jednego cyklu pomiarowego. Impulsy te są następnie doprowadzane do przełącznika elektronicznego (na T2–T4) ładującego integrator (z R1R2C1C2). Przełącznik i integrator pracują w układzie opisanym przez Michaela Martina DJ7VY [L].

Rys. 2 Układ DAFC – komparator cyfrowy, przełącznik elektroniczny i integrator



Rys. 3 Generator w. cz.

Kiedy do bazy tranzystora T2 dochodzi więcej dodatnich impulsów niż do T4, to napięcie na wyjściu wtórnika na T5 i T6 rośnie.

I odwrotnie, kiedy do bazy tranzystora T4 dociera więcej impulsów dodatnich niż do T2, to napięcie na wyjściu wtórnika maleje. Pojemność diody pojemnościowej maleje ze wzrostem napięcia sterującego, co z kolei powoduje wzrost częstotliwości generatora (i vice versa). W efekcie końcowym wszystko to wymusza zmianę częstotliwości generatora w kierunku przeciwnym do spowodowanej przez czynniki destabilizujące. Schemat generatora w.cz. w układzie Seilera przedstawiono na Rys.3. Z dzielnikiem pojemnościowym jak na rysunku, generator pracuje od 3 do ok. 40 MHz – częstotliwość jego pracy zależy od indukcyjności L_x, a szerokość pasma przestrajania od pojemności C_x.

Opisany układ DAFC pracuje pewnie nawet z bardzo niestabilnymi generatorami (przy przełączniku P1 w pozycji W albo X).

Andrzej Kusiak

LITERATURA

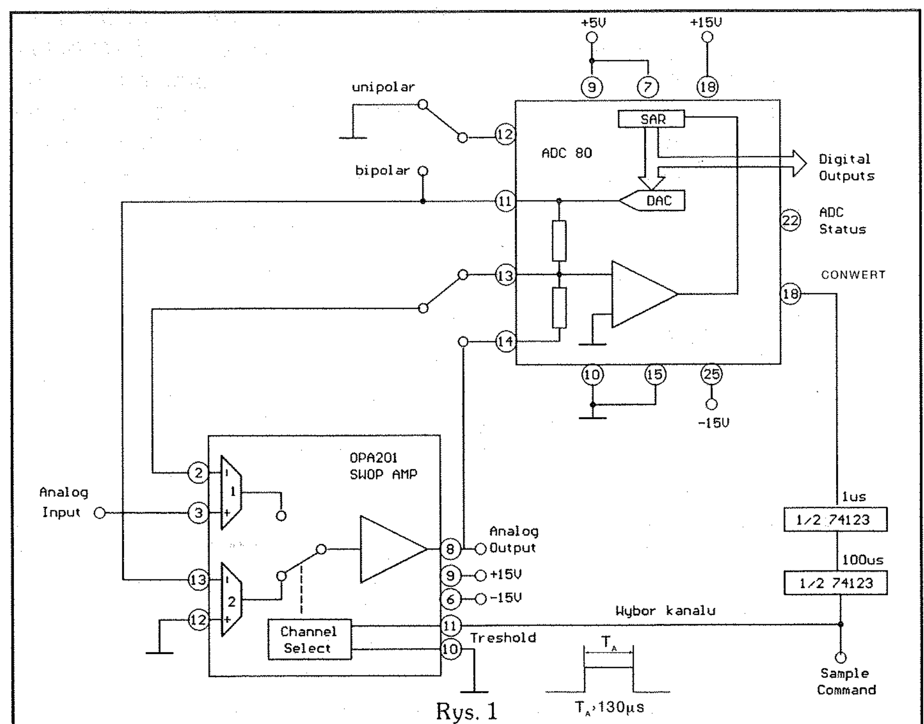
[L] Martin M. DJ7VY: Rauscharmer UKW–Oszillator für einen Empfängereingangsteil mit groąem Dynamikbereich, "CQ DL" nr 10/1977

SWOP AMP – wzmacniacze operacyjne z multipleksowanymi wejściami

Używając SWOP AMP (SWitchable input OPeration AMPlifier), 12 bit. przetwornik A/C i dwa multiwibratory monostabilne, można zbudować wzmacniacz próbkująco – pamiętający (sample/hold) – Rys.1, który pamięta wybrane próbki praktycznie bez zwisu. Wcześniej takie funkcje spełniały obwody z przekaźnikami, jednakże SWOP-AMP wykonują to zadanie szybciej i pewniej.

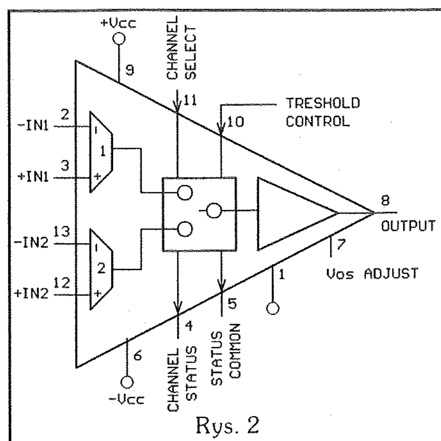
Stan wysoki linii sample command przyłącza wejście układu OPA 201 do wzmacniacza operacyjnego oraz generuje convert command dla przetwornika A/C. Pierwszy multiwibrator opóźnia o 100μs impuls konwersji względem impulsu na linii sample command. Daje to dostateczny czas na ustalenie się stanu wzmacniacza OPA

ciąg dalszy na str. 21



Rys. 1

ciąg dalszy ze str. 16

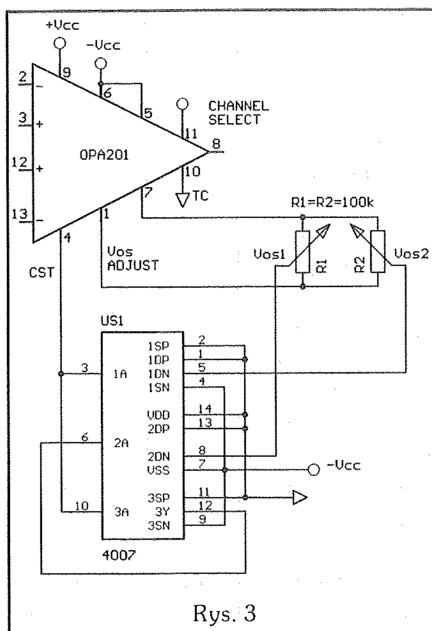


Rys. 2

201. Przetwornik A/C potrzebuje dodatkowych 25µs.

Stosowane dotychczas przekaźniki zapewniały wysoką dokładność, ale są drogie i mają ograniczoną liczbę zadziałań w porównaniu z półprzewodnikami.

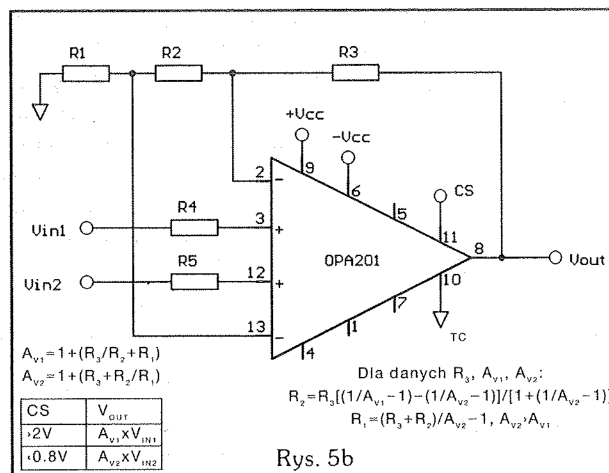
Natomiast przełączniki FET i multipleksery posiadają rezystancję włączenia oraz prąd upływu w stanie wyłączenia, które wymagają szczególnego zwrócenia uwagi na poziom impedancji, zwłaszcza w wyższych temperaturach pracy. Problemy te znikają w przypadku zastosowania wzmacniacza operacyjnego z przełączanym wejściem.



Rys. 3

Charakterystyka SWOP AMP

Firma Burr-Brown opracowała precyzyjny wzmacniacz operacyjny OPA 201 z dwoma wejściowymi stopniami i układem wyboru kanału (schemat blokowy na Rys.2).



Rys. 5b

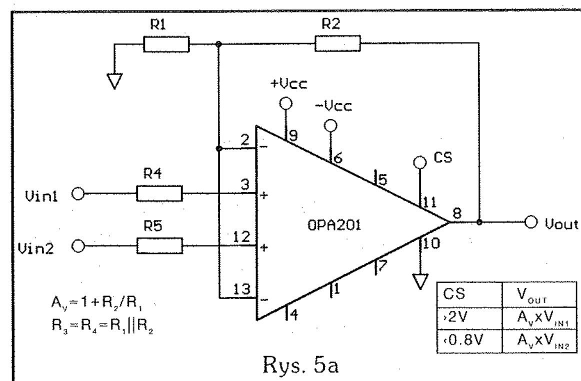
Rys. 4

Napięcie zasilające może być pojedyncze lub dzielone ± z zakresu 5 do 36V. Typowy prąd zasilający wynosi 350µA. Inne parametry elektryczne są w Tabeli 1

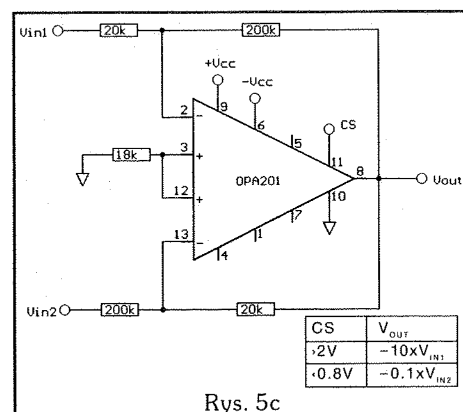
Układ wyboru kanału jest zgodny z różnymi rodzinami logicznymi. Aktualnie używany poziom logiczny może być odniesiony do masy, −Vcc lub innego punktu przez połączenie z nim wyprowadzenia

Tabela1

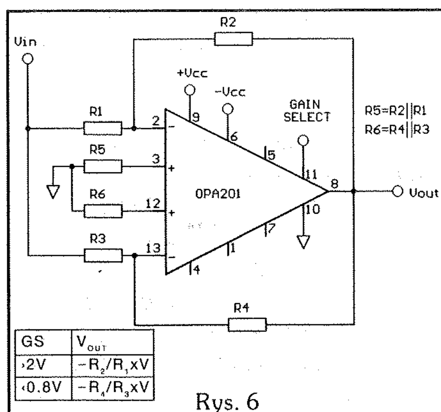
Parametr	Warunki	Min	Typ	Max	Jedn
V_{os}	–	–	35	100	µV
dryf V_{os}	−25C÷+85C	–	0.5	1.0	µV/C
I_{bias}	–	–	–	25	nA
I_{os}	–	–	–	1	nA
szybk. narast.	–	–	0.2	–	V/µs
PSRR	–	100	–	–	dB
CMRR	–	95	–	–	dB
A_o	R1=10k V_o=±10V	120	130	–	dB
przesłuch	V_{in}"off"=±12V	120	130	–	dB



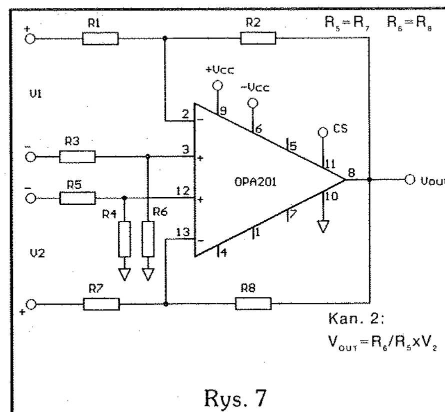
Rys. 5a



Rys. 5c



Rys. 6



Rys. 7

TC(10). Możliwe jest równoważenie każdego kanału osobno za pomocą zewnętrznych potencjometrów (Rys.3).

Napięcie progowe zmiany kanałów jest ustawiane przez wyprowadzenie 10 – threshold control (TC). Jeśli napięcie na wyprowadzeniu 11 – channel select (CS) jest większe o podwójny spadek napięcia na diodzie niż napięcie na TC, to wybrany jest kanał 1. W przeciwnym razie wybrany jest kanał 2. Tym sposobem zachowana jest zgodność z poziomem TTL odniesionym do masy, gdy TC jest na masie. Połączenie TC z wyprowadzeniem –Vcc (i masą, jeśli poziom TTL) jest szczególnie użyteczne przy stosowaniu niskich napięć zasilających. Np. pojedyncze napięcie +5V może być użyte do zasilania SWOP AMP jak i układu sterującego wejście CS. Niepodłączenie wejścia CS powoduje wybór kanału 1. Z tego względu możliwe jest sterowanie tranzystorem open-collector (lub fototranzystorem) bez pull-up rezystora.

Wyjście CST (channel status) jest typu otwarty kolektor i dostarcza – bez rezystora pull-up – sygnał o przeciwnym stanie logicznym niż sygnał na CS. Może być użyte do przełączania zewnętrznych potencjometrów ustawiających niezrównoważenie kanałów, przesuwania poziomu logicznego sygnałów itp. Jeśli jest nieużywane, pozostaje niepodłączone, a wyprowadzenie 5 jest połączone z –Vcc.

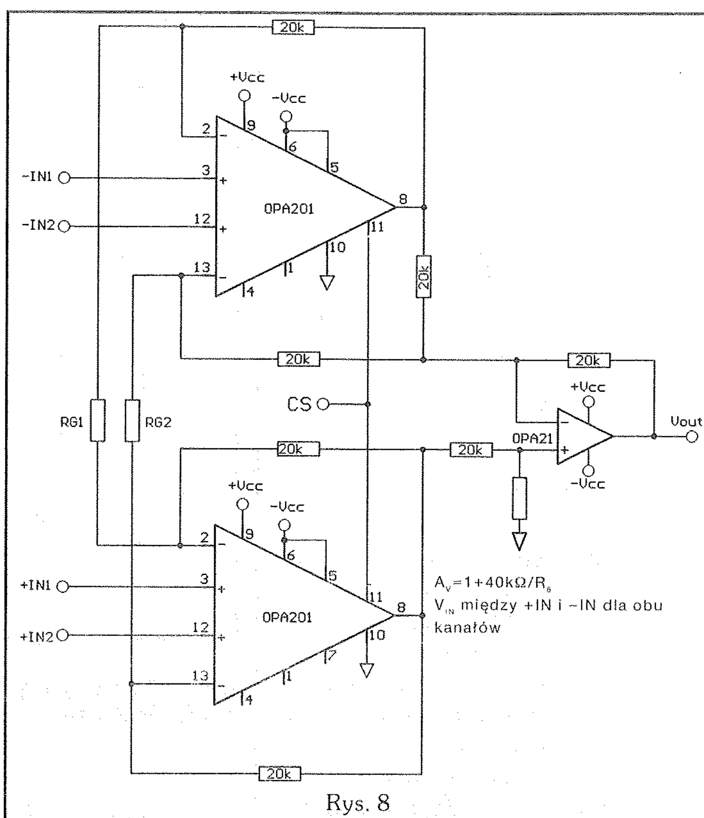
Zastosowania

Wzmacniacze z przełączanymi wejściami.

Najprostsze zastosowanie przedstawia Rys.4. Obydwa kanały pracują jako wtórniki napięciowe o wysokoimpedancyjnych wejściach. Nie są wymagane żadne elementy zewnętrzne. Układ jest użyteczny przy zdalnym czy komputerowym sterowaniu systemów, w których muszą być przełączane i buforowane duże sygnały. Dla sygnałów napięciowych obwód stanowi prawie idealny klucz z wysoką wejściową i niską wyjściową impedancją. Duże wzmocnienie z otwartą pętlą i CMRR gwarantują bardzo dobrą dokładność i liniowość.

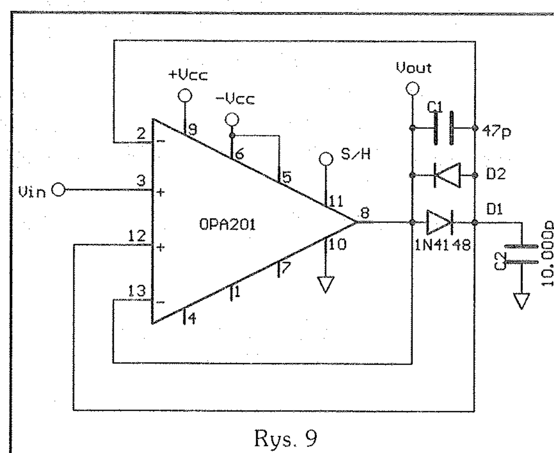
SWOP AMP może być wykorzystany do wzmacniania małych sygnałów.

Rys.5a przedstawia nieodwracający wzmacniacz o jednakowym wzmocnieniu każdego z kanałów (wejścia odwracające są zwarte ze sobą), zaś Rys. 5b pokazuje obwód z niezależnymi pętlami sprzężenia zwrotnego, dający różne wzmocnienia w każdym z kanałów.



Rys. 8

Rys.5c przedstawia wzmacniacz z podwójnym wejściem odwracającym o wzmocnieniach –10 i –0.1. Zastosowane są osobne pętle sprzężenia zwrotnego. Gdy napięcie wspólne jest bliskie zeru, napięcia wejściowe mogą przekroczyć napięcie zasilania, co pozwala systemom z niskim napięciem zasilającym śledzić duże sygnały przez stosowanie wzmocnień mniejszych niż 1.



Rys. 9

Wzmacniacz z przełączanym wzmocnieniem (Rys.6).

Łącząc wejścia jak na rysunku otrzymujemy możliwość zdalnego sterowania wzmocnieniem układu.

Możliwość wyboru funkcji przejścia wykracza poza wybór wzmocnienia, gdyż związany jest z tym wybór pasma, co jest równie często użyteczne.

Dwukanałowy wzmacniacz różnicowy (Rys.7).

W wielu zastosowaniach wymagane jest zdalne śledzenie analogowych sygnałów narażonych na zakłócenia AC, więc niezbędne są obwody z różnicowymi wejściami, które nie są czułe na zakłócenia i błędy związane z sygnałem wspólnym. Wysokie wzmocnienie z otwartą pętlą i CMRR układu OPA 201 czynią go idealnym do tego rodzaju zastosowań. Doskonale tłumione są zakłócenia sieciowe 50 i 60Hz.

Jeżeli potrzebna jest większa impedancja wejściowa, można zbudować klasyczny trójelementowy wzmacniacz pomiarowy składający się z dwóch wzmacniaczy SWOP AMP i jednego precyzyjnego wzmacniacza operacyjnego (np. OPA 21). W rezultacie otrzymamy wzmacniacz pomiarowy z podwójnym wejściem, auto-zero i możliwością wyboru wzmocnienia, którego prąd zasilania wynosi ok. 1mA (Rys.8).

Wzmacniacz próbkująco – pamiętający
(sample/hold–Rys.9).

SWOP AMP może również pracować jako wzmacniacz sample–and–hold. Pobiera wówczas około 10 razy mniej prądu niż większość tego typu układów. Funkcja ta jest szczególnie ważna przy konieczności zdalnej konwersji A/C. Jak widać na rysunku, niezbędne są tylko dwie diody impulsowe i dwa kondensatory. W jednym lub obydwu kanałach można użyć dodatkowe rezystory, jeśli chcemy uzyskać wzmocnienie różne od 1.

Sygnał sterujący S/H jest podawany na wejście wyboru kanału. Gdy wejście to jest w stanie wysokim HI, wybrany jest kanał 1, co odpowiada trybowi sample. Kondensator C2 jest ładowany poprzez diody do momentu, aż napięcie na nim zrówna się z napięciem wejściowym. Występuje pewne przesunięcie poziomów (ok. 100mV z powodu diod) między wyjściem układu a napięciem na C2. Nie wprowadza to błędu, gdyż w trybie hold błąd jest mniejszy niż 1mV i jest sprowadzany do zera. Kondensator C1 zapewnia wysokoczęstotliwościowe odsprzężenie diod redukujące "dzwonienie" w trybie sample.

Tryb pamiętania jest wybierany przez poziom niski LO na wejściu CS, co odpowiada wyborowi kanału 2. Teraz napięcie na pojemności C2 (równe wejściowemu) jest napięciem wejściowym dla tego kanału. Sprzężenie zwrotne wymusza równość napięcia na wyjściu układu z napięciem obecnym na wejściu w chwili inicjalizacji trybu hold. Napięcie na diodach wynosi mniej niż 100μV, co powoduje odłączenie pętli sprzężenia kanału 1.

Zwis pamiętanego napięcia jest określony przez wejściowy prąd polaryzacyjny oraz kondensator C2 i jest mniejszy niż 2.5mV/ms dla C2 = 10nF. Oznacza to spadek mniejszy niż 0.1LSB (najmniej znaczący bit) dla 12–bit., o 10V–ej pełnej skali przetwornika A/C po trzymaniu napięcia przez 100μs.

Robert Krzysztofek

Opracowano na podstawie: Burr–Brown – The Handbook of Linear IC Applications

NE 5037 – 6 bitowy przetwornik A/C z wyjściami równoległymi

Układ jest kompletnym przetwornikiem analogowo–cyfrowym powszechnego zastosowania, wykonanym w technologii bipolarnej I²L. Jest dostępny i stosunkowo niedrogi, a duża w tej klasie układów szybkość przetwarzania 9μs/6 bit i proste, asymetryczne zasilanie napięciem +5V są istotnymi zaletami użytkowymi NE 5037.

Typowe przykłady zastosowań:
- Mierniki i sterowniki temperatury
- Urządzenia kontrolno–pomiarowe, w tym do współpracy z systemami μP
- Układy prostych monitorów ekranowych
- Syntezery sygnałów dźwiękowych
- Analogowe sterowniki układów cyfrowych
- Interfejsy czujników wielkości fizycznych i innych.

Wejścia i wyjścia cyfrowe układu są kompatybilne ze standardem TTL. Trójstanowe bufory sygnałów wyjściowych umożliwiają bezpośrednią współpracę z magistralą systemów μP–CMOS. Producent gwarantuje dokładne i stabilne przetwarzanie w całym zakresie temperatur pracy (od 0 do +70)°C. Prąd zasilający układu nie przekracza wymagań prostej struktury TTL. Wejście analogowe przetwornika cechuje się bardzo dużą rezystancją (typowo 30MΩ) w całym zakresie napięć wejściowych od 0 do U_{REF}, co odpowiada pełnej dynamice przetwarzania, a na wyjściu 6 bitowym wartości od 0 do 63. Ty-

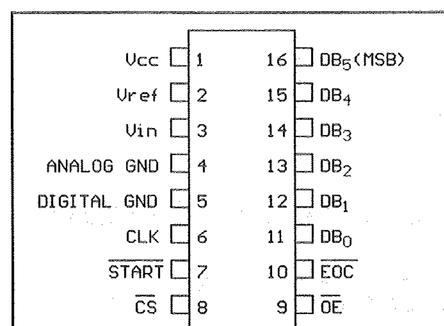
Tabela 1
Stałoprądowa charakterystyka elektryczna NE 5037
U_{CC} = 5.0V, U_{REF} = 2.0V, Zegar – 1MHz,
0°C ≤ T_O ≤ +70°C, typ. 25°C

OZNACZENIE	PARAMETR	STAN POMIARU	MIN	TYP	MAX	JEDN.
	Założenie A/C		6	6	6	bitów
	Dokładność względna			1/4	1/2	LSB
U_{CC}	Dodatnie napięcie zasilające		+4.75	+5.0	+5.50	V
Δ_{FS}	Błąd maksymalnej wejściowej wartości przetwarzanej	U_{REF} = 2.0V, T_O = 25°C		±1	±2	LSB
Δ_{FZ}	Błąd minimalnej (zerowej) wartości przetwarzanej			±1/2	−1/2, +2	LSB
PSR	Rozrzut wartości wyjściowej z winy zmian napięcia zasilającego, dla maksymalnej wartości przetwarzanej	U_{REF} = 2.0V, 4.75V ≤ U_{CC} ≤ 5.5V		±1/2	±1	LSB
I_{IN}	Prąd polaryzacji wejścia analogowego	0 ≤ U_{IN} ≤ 2.5V		1	10	μA
I_{REF}	Prąd polaryzacji wejścia U_{REF}	0 ≤ U_{REF} ≤ 2.5V		1	10	μA
R_{IN}	Rezystancja wejścia analogowego		3	30		MΩ
U_{IH}	Napięcie wejściowe dla logicznej "1"		2.0			V
U_{IL}	Napięcie wejściowe dla logicznego "0"				0.8	V
I_{IH}	Prąd wejściowy dla logicznej "1"				10	μA
I_{IL}	Prąd wejściowy dla logicznego "0"	2.4V ≤ U_{OH}		1	10	μA
I_{OH}	Prąd wyjściowy dla logicznej "1"	U_{OL} ≤ 0.4V	300			μA
I_{OL}	Prąd wyjściowy dla logicznego "0"			1.6		mA
I_{OZ}	Prąd upływu w 3 stanie			±0.1	±40	μA
I_{CC}	Prąd zasilający US			18	24	mA
P_D	Moc rozpraszana				132	mW

Tabela 2

Zmiennoprądowa charakterystyka elektryczna NE 5037
U_{CC} = 5.0V, U_{REF} = 2.0V, Zegar = 1MHz
0°C ≤ T_O ≤ +70°C (typ. T_O = 25°C)

OZNACZENIE	PARAMETR	OD	DO	STAN POMIARU	MIN	TYP	MAX	JEDN.
f_{MAX}	Maksymalna częstotliwość zegara				1			MHz
t_W	Długość impulsu startu				300			ns
	Minimalny czas trwania wysokiego/niskiego stanu impulsu zegara				300			ns
t_{CONV}	Czas przetwarzania						9	okresów zegara
t_P(wy. dan.)	Czas propagacji	$\overline{OE}$	wyjście danych	T_O = 25°C			500	ns
t_P(wy. EOC)	Czas propagacji	zegar	$\overline{EOC}$	$t_R = t_F$			800	ns
t_P(3-stan)	Czas propagacji - 3 stan	$\overline{OE}$	wyjście danych	t_F ≤ 20ns			500	ns



Rys.1 Topografia wyprowadzeń NE 5037

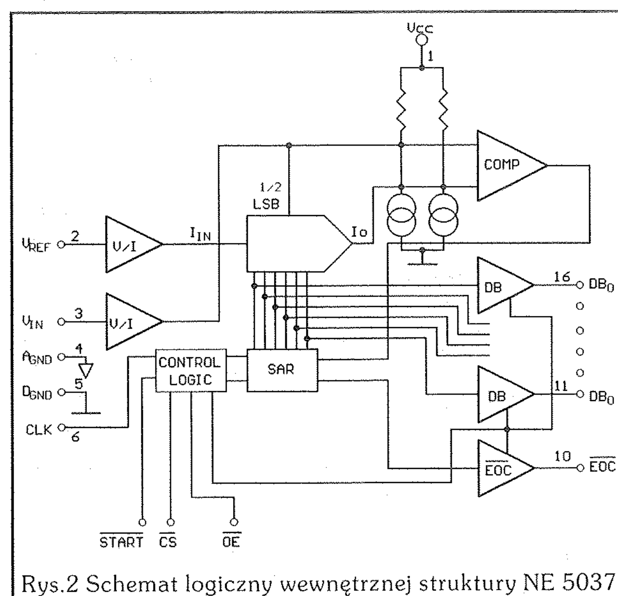
powa wartość U_{REF}, ustawiana zewnętrznie wynosi 2.00V. Na 1 SLB przypada około 1.56% pełnego zakresu U_{IN}. Sześciobitowe wyjścia danych są aktywne w stanie wysokim. Wyjście $\overline{EOC}$ jest typu otwarty kolektor i wymaga rezystora zewnętrznego o wartości 5kΩ dla uzyskania poziomu "H".

Typowa częstotliwość zegara taktującego wynosi: 1MHz z odniesieniem do parametrów elektrycznych przedstawionych w tabelach charakterystyk DC/AC (Tabele 1 i 2). Opóźnienie propagacji na wyjściu $\overline{EOC}$ interpretowane jest jako czas od zaistnienia opadającego zbocza 9 cyklu zegara taktującego (od impulsu $\overline{START}$) do zmiany stanu wyjścia $\overline{EOC}$ z "H" do "L".

Układ jest wykonywany w trzech rodzajach obudów 16-nóżkowych dwurzędowych:
NE 5037F - ceramiczna o rastrze 0.1"
NE 5037N - plastikowa o rastrze 0.1"
NE 5037D - plastikowa (SMD) o rastrze 0.05"

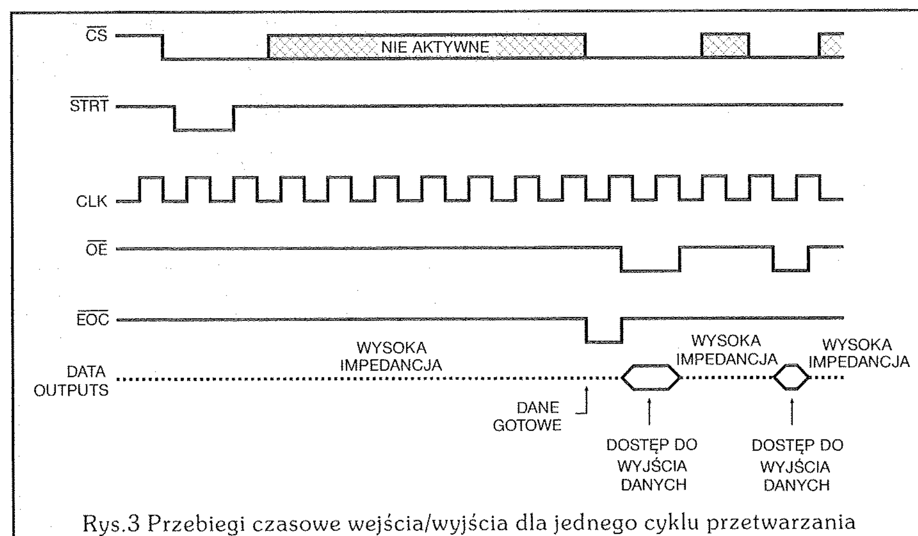
Niezależnie od typu obudowy - zakres temperatur pracy układu wynosi (od 0 do +70) °C.

Na wyprowadzeniu $\overline{CS}$(8) musi pojawić się stan niski "L" przed rozpoczęciem procesu przetwarzania. Przy wprowadzeniu impulsu $\overline{START}$ układ wewnętrznej logiki sterowania zeruje rejestr SAR. Pierwsze po tym czasie zbocze opadające sygnału zegara rozpoczyna proces przetwarzania. Komparator porównuje, czy prąd wyjściowy z przetwornika DAC jest większy lub mniejszy od prądu wejściowego będącego w trakcie przetwarzania, a pochodzącego z analogowego konwertera U/J. Jeżeli prąd wyjściowy z DAC jest większy o I_{we}, wtedy przetwarzany bit jest ustawiany na "0", co jednocześnie jest przekazywane do bufora wyjściowego. Jeżeli natomiast niższy, bit przetwarzany ustawiany jest na "1" i jak poprzednio przeniesiony do bufora wyjściowego. Kolejne takty zegara inicjują analizę na kolejnych pozycjach binarnych.

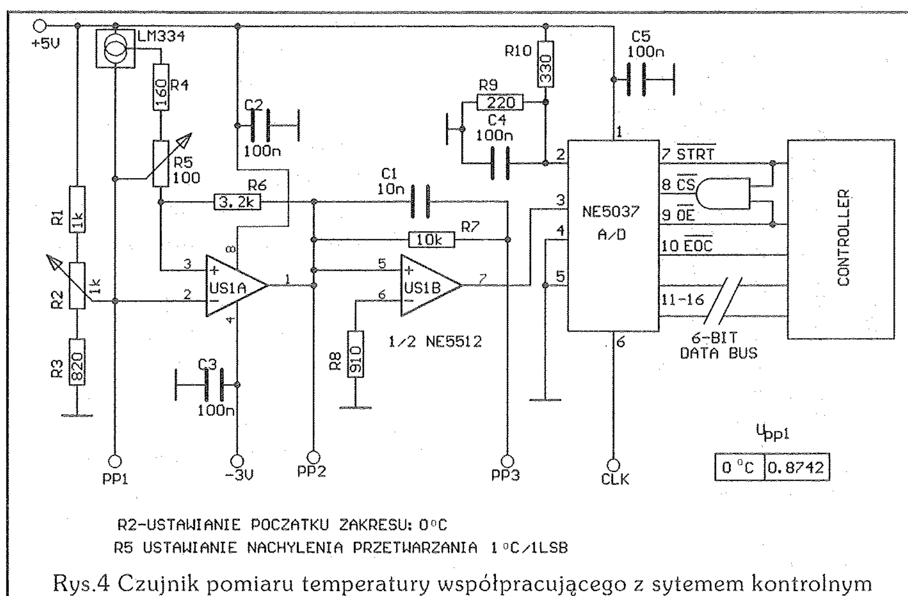


Rys.2 Schemat logiczny wewnętrznej struktury NE 5037

Po zaistnieniu dziewiątego zbocza impulsu zegarowego (od przyjścia impulsu $\overline{START}$) wyjście $\overline{EOC}$ przechodzi do poziomu "L", przez co sygnalizuje zakończenie przetwarzania czyli ukompletowanie danych. Dane są utrzymywane aż do wykasowania po kolejnym impulsie $\overline{START}$, ale nie są dostępne na wyjściu układu. Decyduje o tym sygnał $\overline{OE}$ zarządzający buforami wyjściowymi. Stanem spoczynkowym wejścia $\overline{OE}$ jest poziom "H" wtedy wyjścia buforów danych są w 3 stanie, posiadając wysoką impedancję symulującą odłączenie szyny



Rys.3 Przebiegi czasowe wejścia/wyjścia dla jednego cyklu przetwarzania



Rys.4 Czujnik pomiaru temperatury współpracującego z sytemem kontrolnym

danych. Pojawienie się impulsu o poziomie ″L″ na wejściu $\overline{OE}$ powoduje uaktywnienie wyjść i pojawi się na nich aktualnie utrzymywana informacja 6 bitowa, na czas trwania tego impulsu. Zobrazowanie czasowe sygnałów dla jednego cyklu przetwarzania przedstawione zostało na Rys.3. Wyjście sygnału $\overline{EOC}$ jest przestawiane w stan ″H″, jeżeli $\overline{OE}$ przechodzi do ″L″.

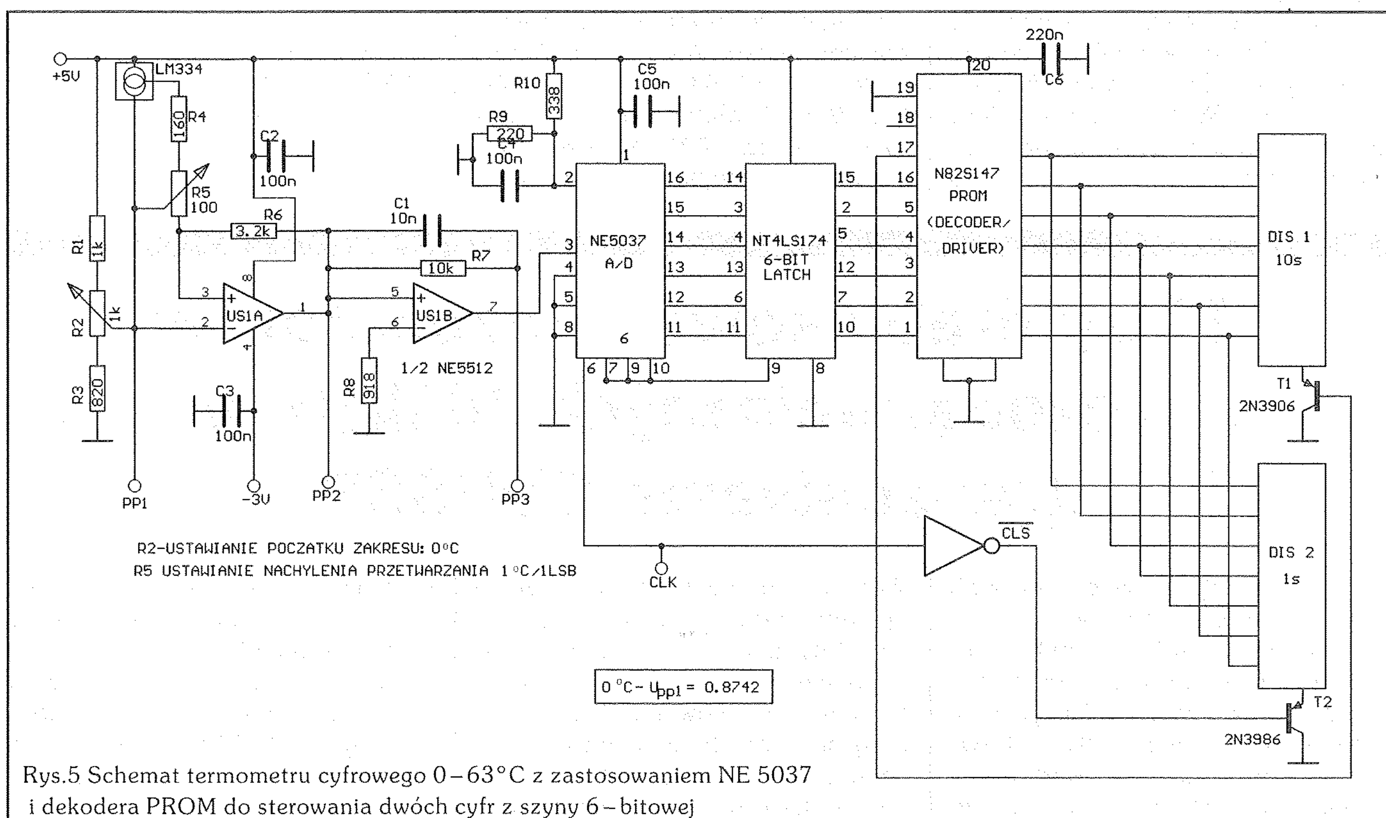
Masa części analogowej NE 5037 wyprowadzenie (4) oraz masa części cyfrowej wyprowadzenie (5) nie są wewnętrznie połączone. Powinny być na zewnątrz połączone razem, co zapewnia optymalną dokładność przetwarzania. Układ może pracować z różnicą napięć między wyprowadzeniami 4 i 5 w zakresie ±200mV, przy czym należy się liczyć z pogorszeniem dokładności. Połączenie między wejściem analogowym a źródłem napięcia przetwarzanego powinno być możliwie krótkie, a wejście U_{REF} powinno być zblokowane kondensatorem do masy. Częstotliwość zmian sygnału wejściowego powinna być możliwie ograniczona, co zapobiegnie przetwarzaniu zakłóceń lub szumów. Można to zrealizować poprzez sprzężenie w układach źródła sygnału, jak to ma miejsce w aplikacjach z Rys.4 i 5 lub przez pojemnościowe sprzężenie wyprowadzenia 3 z masą.

Dokładność przetwarzania zależy od stabilności U_{REF}, czyli w przypadku dzielenia napięcia $+U_{CC}$ od całości napięcia zasilającego.

Przetwarzanie sygnałów szybko-zmiennych wymaga stosowania analogowych wzmacniaczy próbkująco-podtrzymujących na wejściu przetwornika A/C. Sterowanie sygnałem $\overline{EOC}$.

Cyfrowy układ pomiaru temperatury

W prezentowanym układzie pomiarowym generalnym elementem funkcjonalnym jest 6 bitowy przetwornik analogowo-cyfrowy NE 5037. Równoległe wyjścia informacyjne, mała liczba elementów otoczenia przetwornika oraz obwody dostępu do sterowania pozwalają na różnorodne zastosowanie tego układu scalonego, zarówno w rozwiązaniach urządzeń autonomicznych, jak też współpracujących z systemami mikroprocesorowymi. Przedstawione układy termometrów są oferowanymi przez producenta przykładami zastosowań NE 5037, jak też pozostałych wyko-



Rys.5 Schemat termometru cyfrowego 0–63°C z zastosowaniem NE 5037 i dekodera PROM do sterowania dwóch cyfr z szyny 6-bitowej

Tabela 3

Zestawienie porównawcze popularnych przetworników analogowo-cyfrowych

TYP UKŁADU A/C	ILOŚĆ PRZETWARZANYCH BITÓW	DOKŁADNOŚĆ W %	SZYBKOŚĆ PRZETWARZANIA	WEJŚCIOWY PARAMETR		WYJŚCIE TRÓJSTANOWE	WEWNĘTRZNE ŹRÓDŁO ODNIESIENIA	WEWNĘTRZNY ZEGAR	RODZAJE OBUDOWY			ZAKRESY TEMPERATUR PRACY		
				NAPIĘCIE	PRĄD				SMD	PLASTIKOWA NORMALNA	CERAMICZNA	FE	COM'L	MII
NE 5036	6	0.78	23	X	–	X	–	–	X	X	X	X	X	–
NE 5037	6	0.78	9	X	–	X	–	–	X	X	X	–	X	–
PNA 7509	7	0.78	–	X	–	X	–	–	–	–	–	X	–	–
ADC 0803-1	8	0.19	73	X	–	X	–	X	X	X	X	–	X1	–
ADC 0804-1	8	0.39	73	X	–	X	–	X	X	X	X	–	X1	–
ADC 0805-1	8	0.39	73	X	–	X	X	X	–	X	–	X1	–	–
ADC 0820B	8	0.19	2.5	X	–	X	–	X	X	X	X	–	–	X
ADC 0820C	8	0.39	2.5	X	–	X	–	X	X	X	X	–	X	X
NE 5034	8	0.19	17	X	–	X	–	X	–	X	–	X	–	–
PCF 8591	8	0.59	90	X	–	X	–	X	X	X	–	–	X	–
TDA 1534	14	0.003	8.5	–	X	–	X	X	–	–	–	X	–	–

rzystanych elementów scalonych.

Układy pomiarowe przedstawione na Rys.4 i 5 są identyczne w swojej części analogowej. Elementem realizującym przetwarzanie $\Delta T/\Delta I$ jest sterowane źródło prądowe LM 334. Przetwornik reaguje na zmiany temperatury z czułością 1μA/1°Kelvin'a.

Do obróbki i wzmocnienia sygnału zastosowano podwójny wzmacniacz operacyjny NE 5512 o wysokiej stabilności. Pierwszy wzmacniacz realizuje konwersję $\Delta I/\Delta U$ z odpowiednim, ustalonym przez sprzężenie zwrotne nachyleniem – (R_6). W obwodzie możliwa jest nieznaczna korekcja tego parametru przez ustawienie rezystora R_5 ustalającego zakres pomiarowy. Kalibracja początku zakresu jest możliwa z pomocą rezystora PR_1. Napięcie kontrolne w PR_1 powinno wynosić 0.8742V dla zakresu pomiarowego od 0°C do +63°C. Drugi wzmacniacz uzupełnia wzmocnienie napięciowe poprzedniego stopnia ograniczając jednocześnie pasmo przenoszenia toru celem eliminacji zakłóceń trzaskowych i szumowych. Całkowite nachylenie przetwarzania $\Delta T/\Delta U_{PP3}$ musi być dopasowane do stałej przetwarzania konwertera A/C, która wynosi przy U_{CC} = 5V i U_{REF} = 2.0V, 32mV/1LSB, dlatego do wyprowadzenia 3 NE 5037 powinien być dostarczony sygnał z nachyleniem, wynikającym z rodzaju wielkości fizycznej i zadeklarowanego zakresu pomiarowego. Przy przetwarzaniu 6 bitowym i zakresie pomiaru 0 ÷ 63°C przypada 1°C/1LSB, zatem obwód wejściowy, pomiarowy powinien dostarczyć sygnał 32mV/1°C.

Na Rys.4 przedstawiono układ do współpracy z systemem kontrolno-sterującym lub pomiarowym. Decyzję o starcie pomiaru (przetwarzania) $\overline{START}$ oraz o odczycie informacji z szyny 6 bitowej $\overline{OE}$ podejmuje system, zgodnie z zadanym programem.

Układ z Rys.5 jest po prostu termometrem elektronicznym wysokiej jakości. Informacje wyjściowe z NE 5037 są przechowywane w 6 bitowym zatrzasku i uaktualniane po każdym nowym przetworzeniu, w związku z czym są ciągle statycznie dostępne dla dekodera cyfrowego. Połączenie wyjścia $\overline{EOC}$ z wejściami $\overline{START}$ i $\overline{OE}$ umożliwia ciągły cykl przetwarzania i ekspozycję danych wyjściowych na krótki czas niezbędny do zapisu w Latch'u.

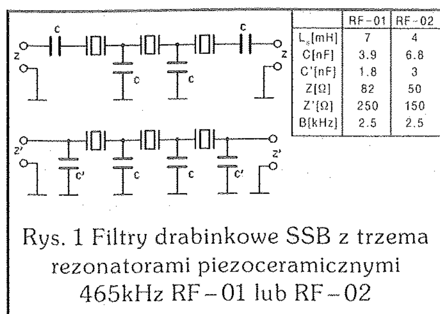
Układy NE 5037 są dostępne w firmie T M E.

Sławomir Szczęśniewicz

Opracowano na podstawie: SIGNETICS – Data book

Filtry drabinkowe z rezonatorów piezoceramicznych 465kHz w transceiverze CW/SSB

Wśród krótkofalowców polskich niebywałą popularnością cieszy się "płytka wg SP5WW" – układ formowania sygnału SSB oraz tor odbiorczy p.cz. i m.cz. z fabrycznym filtrem kwarcowym SSB 9 MHz; konstrukcja opisana w "Radioelektroniku" nr 8/1986 przez Jerzego Węglewskiego SP5WW. W artykule opisano układ funkcjonalnie zgodny z "płytką SP5WW", ale pracujący na częstotliwości ok. 465 kHz z filtrami drabinkowymi SSB wykonanymi z tanich rezonatorów piezoceramicznych 465 kHz RF-01 lub RF-02 prod. ZPR CERAD. Niewielka p.cz., predysponująca układ do zastosowania w transceiverze na pasmo 3,5 MHz (3,5 ... 3,8 MHz), pozwoliła na zastosowanie prostego modulatora DSB na układzie scalonym UL1242 – pracującym bardzo dobrze, ale na częstotliwościach mniejszych od 1 MHz



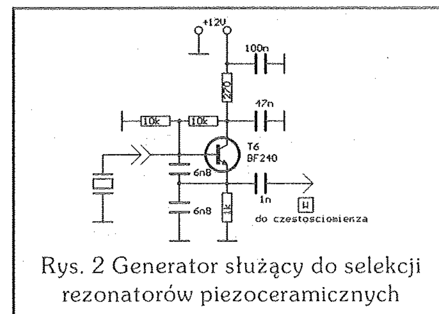
	RF-01	RF-02
L_s[mH]	7	4
C[nF]	3.9	6.8
C'[nF]	1.8	3
Z[Ω]	82	50
Z'[Ω]	250	150
B[kHz]	2.5	2.5

Rys. 1 Filtry drabinkowe SSB z trzema rezonatorami piezoceramicznymi 465kHz RF-01 lub RF-02

oraz wzmacniacza p.cz. na UL1203.

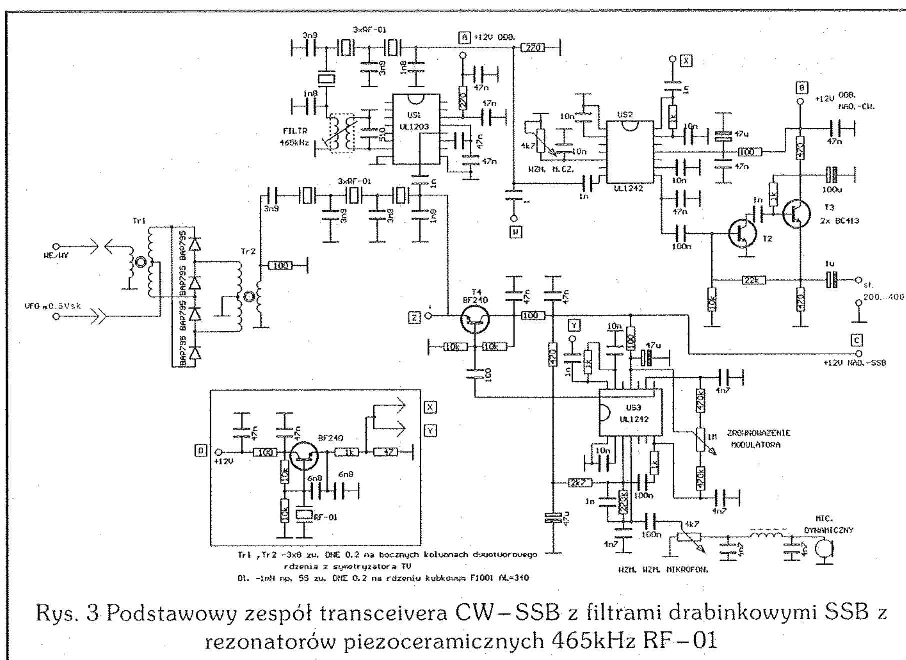
Na Rys.1 przedstawiono drabinkowe filtry SSB z trzema rezonatorami RF-01 i RF-02, których indukcyjności zastępcze f_s wynoszą 7 i 4 mH (patrz artykuł o projektowaniu kwarcowych filtrów drabinkowych, zamieszczony w "NE" nr 6/93) - z pierwszą i ostatnią pojemnością szeregową (Rys.1a) i równoległą (Rys.2b). Obliczone wartości pojemności oraz impedancji wejściowej i wyjściowej zamieszczono w tabeli. Zmierzone tłumienie w paśmie przenoszenia pojedynczego filtru wynosiło ok. 15 dB przy wytłumieniu niepożądanej wstęgi bocznej ok. 30 dB. Dlatego w torze odbiorczym, dla poprawy selektywności, zastosowano dwa takie filtry - jeden przed i drugi po wzmacniaczu p.cz. Selektywny filtr włączony po wzmacniaczu p.cz. dodatkowo zmniejsza szumy na wyjściu wzmacniacza p.cz. (mające charakter szerokopasmowy). W torze nadawczym w zupełności wystarcza zastosowanie pojedynczego filtru; w szczególności przy małej mocy nadajnika - moc nadajnika jest bowiem proporcjonalna do kwadratu napięcia na wyjściu wzbudnicy SSB.

Ze względu na duży rozrzut częstotliwości rezonansu szeregowego, rezonatory piezoceramiczne przed wmontowaniem do układu wymagają wstępnej selekcji (koniecznie!!!). Mierząc częstościomierzem cyfrowym częstotliwość przedstawionego na Rys.2 generatora; należy wybrać siedem rezonatorów, z którymi częstotliwość generatora nie będzie się różniła o więcej niż 200 ... 300 Hz. Rezonator o najniższej częstotliwości (z wybranych siedmiu) powinien pracować jako "pilot" w generatorze fali nośnej. "Płytka" z takim "pilotem" będzie pracowała z górną wstęgą boczną i aby uzyskać w paśmie 3,5 MHz wstęgę dolną (zwyczajowo przyjęła się praca emisją jednowstęgową na częstotliwościach poniżej 10 MHz z dolną wstęgą boczną), generator sterujący transceivera (VFO) powinien pracować na częstotliwościach $f_{RX/TX}$ + 465 kHz, tj. od 3965 do 4265 kHz. Na koniec należy wybrać jeszcze jeden rezonator - o częstotliwości o ok. 1 kHz większej od częstotliwości pozostałych rezonatorów; do pracy w kluczowanym generatorze telegraficznym. Jak pokazała praktyka, do skompletowania rezonatorów do jednej "płytki" trzeba dysponować kilkudziesięcioma rezonatorami. Zaletą filtrów z rezonatorami piezoceramicznymi jest ich odporność na uszkodzenia mechaniczne (w przeciwieństwie do filtrów kwarcowych). Predysponuje je to do stosowania w urządzeniach przenośnych.

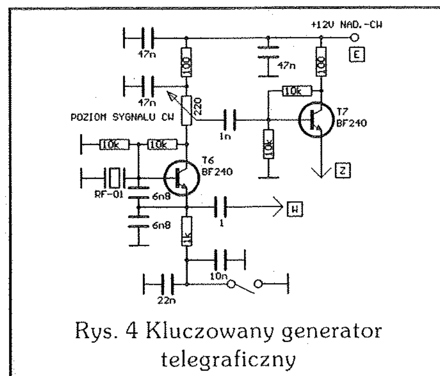


Rys. 2 Generator służący do selekcji rezonatorów piezoceramicznych

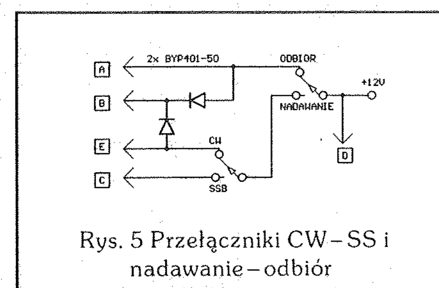
Schemat podstawowego zespołu transceivera CW-SSB z filtrami drabinkowymi SSB wykonanymi z rezonatorów piezoceramicznych 465 kHz RF-01 przedstawiono na Rys.3. Składa się on z podwójnie zrównoważonego mieszacza na czterech diodach BAP795 (mieszacz jest elementem wspólnym dla toru odbiorczego i nadawczego transceivera), wzmacniacza p.cz. odbiornika (US1-UL1203), produkt-detektora (US2-UL1242), wzmacniacza słuchawkowego (T2 i T3), modulatora DSB (US3-UL1242) wraz z wtórnikiem emiterowym (T4) i generatora w.cz. (T5), który podczas odbioru pracuje jako BFO i generator fali nośnej podczas nadawania. Na Rys. 4 pokazano kluczowany generator tele-



Rys. 3 Podstawowy zespół transceivera CW-SSB z filtrami drabinkowymi SSB z rezonatorów piezoceramicznych 465kHz RF-01



Rys. 4 Kluczowany generator telegraficzny



Rys. 5 Przełączniki CW-SS i nadawanie-odbiór

graficzny z wtórnikiem emiterowym (T6 i T7). Podczas nadawania telegrafią w słuchawkach jest słyszany sygnał akustyczny, będący produktem zdudniania się częstotliwości obu generatorów w.cz. – kluczowanego (na T6) i niekluczowanego (na T5). Na Rys.5 przedstawiono przełączniki CW–SSB i nadawanie–odbiór.

Najważniejszym etapem podczas uruchamiania układu jest opisana powyżej selekcja rezonatorów. Pozostałe czynności; zrównoważenie modulatora DSB, zestrojenie filtru LC 465 kHz na wyjściu wzmacniacza p.cz., ustawienie wzmocnienia wzmacniacza mikrofonowego i poziomu sygnału CW, nie powinny sprawić nikomu trudności.

W konstrukcji transceivera należy szczególną uwagę zwrócić na ekranowanie poszczególnych stopni. W żadnym wypadku nie wolno dopuścić, aby sygnał w.cz. ze stopni sterujących oraz ze stopnia końcowego nadajnika przenikał do VFO lub do modulatora DSB – np. poprzez wejście mikrofonowe.

Andrzej Kusiak

Katalog tranzystorów b. ZSRR (ciąg dalszy)

Tranzystory bipolarne
Tabela 8.2
Tranzystory N–P–N, małej mocy, b. wysokiej częstotliwości.

TYP	Ic mA	Ucer V	Ucbo V	Uebo V	Pcmax/T mW/°C	β	Fgr GHz
КТ3106А-2	20	15	15	2.5	30/50	≥40	1
2Т3120А	20	15	15	3	100/65	≥40	1.8
КТ3120А	20	15	15	3	100/65	≥40	1
КТ339В	25	25	40	4	250/55	≥25	0.45
2Т316А	30	10	10	4	150/75	20-60	0.6
2Т316Б	30	10	10	4	150/75	40-120	0.8
2Т316В	30	10	10	4	150/75	40-120	0.8
2Т316Г	30	10	10	4	150/75	20-100	0.6
2Т316Д	30	10	10	4	150/75	60-300	0.8
2Т306Б	30	10	15	4	150/90	40-120	0.5
2Т306Г	30	10	10	4	150/90	40-200	0.5
КТ306Б	30	10	15	4	150/90	40-120	0.5
КТ306И	30	10	15	4	150/90	40-200	0.5
КТ325А	30	15	15	4	225/85	30-90	0.8
КТ325Б	30	15	15	4	225/85	70-210	0.8
КТ325В	30	15	15	4	225/85	160-400	1
2Т355А	30	15	15	4	225/85	80-300	1.5
КТ355А	30	15	15	4	225/85	80-300	1.5
2Т368А	30	15	15	4	225/65	50-300	0.9
2Т368Б	30	15	15	4	225/65	50-300	0.9
КТ368А	30	15	15	4	225/65	50-300	0.9
КТ368Б	30	15	15	4	225/65	50-300	0.9
2Т396А-2	40	10	15	3	30/65	40-250	2.1
КТ396А-2	40	10	15	3	30/50	40-250	2.1
2Т366В-1	45	10	15	4.5	90/70	50-200	1
КТ366В	45	10	15	4.5	90/70	50-200	1
КТ316А	50	10	10	4	150/90	20-60	0.6
КТ316Б	50	10	10	4	150/90	40-120	0.8
КТ316В	50	10	10	4	150/90	40-120	0.8
КТ316Г	50	10	10	4	150/90	20-100	0.6
КТ316Д	50	10	10	4	150/90	60-300	0.8
ГТ311И	50	10	10	1.5	150/20	100-300	0.45
1Т311А	50	12	12	2	150/20	15-180	0.3
1Т311Б	50	12	12	2	150/20	30-180	0.3
1Т311Г	50	12	12	2	150/20	30-80	0.45
1Т311Д	50	12	12	2	150/20	60-180	0.6
1Т311К	50	12	12	2	150/20	60-180	0.45

TYP	Ic mA	Ucer V	Ucbo V	Uebo V	Pcmax/T mW/°C	β	Fgr GHz
1Т311Л	50	12	12	2	150/20	150-300	0.6
ГТ311В	50	12	12	2	150/20	15-50	0.45
ГТ311Г	50	12	12	2	150/20	30-80	0.45
ГТ311Д	50	12	12	2	150/20	60-180	0.6
ГТ311Е	50	12	12	2	150/20	15-80	0.25
ГТ311Ж	50	12	12	2	150/20	50-200	0.3
2Т325А	60	15	15	4	225/85	30-90	0.8
2Т325Б	60	15	15	4	225/85	70-210	0.8
2Т325В	60	15	15	4	225/85	160-400	1
1Т387А-2	-	8	10	0.2	175/30	-	2.16
1Т387Б-2	-	8	10	0.2	175/30	-	3
2Т384А-2	300	30	30	5	300/85	30-180	0.45
2Т384АМ-2	300	30	30	5	300/85	30-180	0.45
КТ384А	300	30	30	4	300/70	30-180	0.45
КТ384АМ	300	30	30	4	300/70	30-180	0.45

Witold Wrotek

c.d.n.

OGŁOSZENIA DROBNE

STEROWNIKI WĘŻY DYSKOTEKOWYCH, 200 KOMBINACJI. INFORMACJE, KOPERTA ZWROTNA + ZNACZEK. "VOLT-S", UL. MALBORSKA 88/24, 82-300 ELBLĄG.

SPRZEDAM WOBULOSKOP. WROCŁAW TEL. 57-16-20 PO 18.00.

WYKRYWACZ METALI. ALARM MIESZKANIOWY. ZESTAWY DO SAMODZIELNEGO MONTAŻU. INFORMACJE GRATIS KOPERTĄ ZWROTNĄ. SYLWESTER KRÓLAK, 75-337 KOSZALIN, UL. K.WYKI 19/6.

TRANSET - ZESTAWY DO SAMODZIELNEGO MONTAŻU REWELACYJNYCH WYKRYWACZY METALI, PRZYSTAWKI ZMIENIAJĄCEJ TELEWIZOR W WIELOKANAŁOWY OSCYLOSKOP, TUNERA TV-SAT ITP. INFORMATOR - KOPERTA + ZNACZKI NA LIST POLECONY. 58-550 KARPACZ 3, SZKOLNA 2.

DUŻY WYBÓR INSTRUKCJI SERWISOWYCH DO SPRZĘTU TV, VIDEO, HI-FI ORAZ CZĘŚCI I PODZESPOŁY ELEKTRONICZNE DO W/W SPRZĘTU OFERUJE FIRMA "KLAR" P.S.P. UL. CHOPINA 11A 74-320 BARLINEK TEL. 61-974. WYSYŁKA KATALOGÓW ZA ZALICZENIEM POCZTOWYM.

NAPRAWA I PRZESTRAJANIE NA PAL GENERATORÓW K-935 I K-938 ORAZ GENERATORÓW ROSYJSKICH. W GENERATORACH K-935, K-938 I K-939 INSTALUJEMY RÓWNIEŻ KODERY TELETEXTU WRAZ Z TESTEM PODOBNYM DO TELEWIZYJNEGO OBRAZU KONTROLNEGO. TESTRONIK - WARSZAWA UL. ROBINII 8 A TEL/FAX (02) 667-72-70.

SCHEMATY ZACHODNICH WZMACNIACZY GITAROWYCH, EFEKTÓW. INFORMACJE - KOPERTA ZWROTNA. STANISŁAW GOGOL, 43-265 KRYRY.

SCHOTTKY LED LCD VMOS CMOS REG NAPIĘCIA WZMACNIACZE ZEGARY GENERATORY 50Hz 1Hz WYKAZ KOPERTA ZNACZEK 75-531 KOSZALIN PIŁSUDSKIEGO 98 A 7

SPRZEDAM SUPER ZESTAWY DO MONTAŻU KATALOG BEZPŁATNY KOPERTA + DWA ZNACZKI. J. MOCARSKI UL. KILIŃSKIEGO 4 67-400 WSCHOWA

ZAROBEK 10-15 MLN MIEŚ. WYŚLĘ ZBIÓR METOD WYPRACOWANYCH PRZEZ 8 LAT! DZIAŁAJĄ ZAWSZE! CENA 1MLN. NAPISZ! J.A. UL. SPÓŁDZIELCÓW 10/3 POLANICA

CHAŁUPNICZO PRZYJMĘ MONTAŻ ELEKTRONICZNY DARIUSZ STĘPIEŃ UL. DĘBOWA 16/14 26-940 PIONKI WOJ. RADOMSKIE TEL. 121771

KUPIĘ TRANSCEIVER WIELOPASMOWY, NAJLEPIEJ Z PROGRAMOWALNĄ SYNTEZĄ ORAZ ANTENNA TUNERS. OFERTY PROSZĘ KIEROWAĆ NA ADRES R. TOMCZEK UL. WANTUŁY 90, 43-450 USTROŃ TEL. 32-34

PILNIE KUPIĘ TRANZYSTORY CF-300 TELEFUNKENA ĆWIKLIŃSKI P-66 76-150 DARŁOWO

PROGRAMATORY I SYMULATORY EPROM. INFORMACJA KOPERTA + ZNACZEK. MACIEJ LASKOWSKI 47-400 RACIBÓRZ UL. LOTNICZA 22/4

ZLECĘ WYKONANIE SERII CYFROWYCH ZEGARÓW - CMOS Z DRUKARKĄ CZASU: S, M, H I DNI. ENERGOOSZCZĘDNY. B.RYŚ 68-200 ŻARY UL. MĘCZENNIKÓW OŚW. 7/24

SPRZEDAM AMATORSKIE RADIO A,B I KSIĄŻKI O TEMATYCE ELEKTRONICZNEJ WYKAZ KOPERTA ZNACZEK RYSZARD WANOT UL. MIODOWA 9/16, 31-055 KRAKÓW

PODEJMĘ SIĘ CHAŁUPNICZEGO MONTAŻU ELEKTRONICZNEGO LUB INNEJ PRACY STOJAK BOGUSŁAW 33-165 JODŁOWA 660 WOJ. TARNOWSKIE

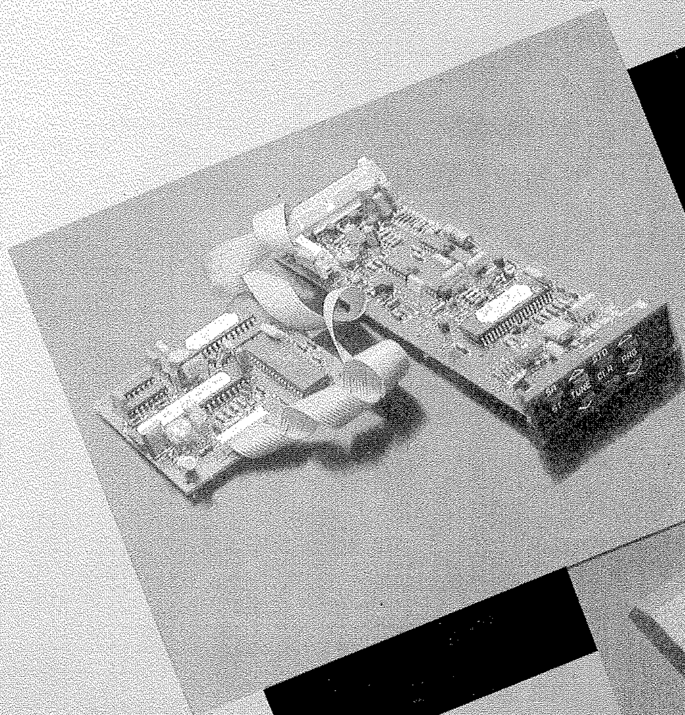
TECHNIK ELEKTRONIK PODEJMIE SIĘ MONTAŻU I URUCHOMIENIA UKŁADÓW ELEKTRONICZNYCH JAROSŁAW CHACIŃSKI UL. KLONOWA 9 SULEJÓWEK

ELEKTRONIK Z PRAKTYKĄ PODEJMIE CHAŁUPNICZO MONTAŻ ELEKTRONICZNY POSIADAM SAMOCHÓD I TELEFON BOGDAN JANICKI 64-830 MARGONIN MŁYNARY 4

POSZUKUJĘ USZKODZONEGO MAGNETOFONU NVG21 PANASONIC ELEKTRYCZNIE LUB ZESPOŁU NAPĘDOWEGO OD NIEGO M.LUBISZEWSKI AL.ARMII KRAJOWEJ 53/99, 42-200 CZĘSTOCHOWA

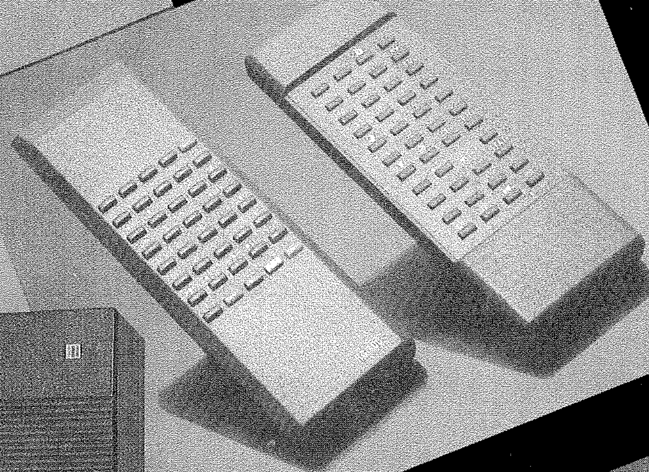
PODEJMĘ MONTAŻ ELEKTRONICZNYCH PODZESPOŁÓW SŁAWOMIR MASZKE UL. WICI 74/37 ŁÓDŹ 91-157

SZUKAM PRACY W DZIEDZINIE INFORMATYKI LUB ELEKTRONIKI POSIADAM KOMPUTER 386DX NAJCHĘTNIEJ NA NIM BYM PRACOWAŁ ADAM DUBOWSKI BIAŁYSTOK



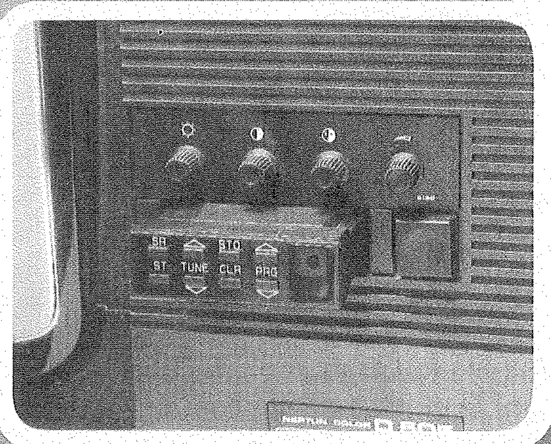


proelco





VHF-3
TUNE



SB
STO
ST
TUNE
CLR
PRG